

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería en Tecnologías y Servicios de
Telecomunicaciones**

TRABAJO FIN DE GRADO

**DESARROLLO DE UN SISTEMA DOSIMÉTRICO BASADO
EN ARDUINO**

Miriam Lema Guerra

Tutor: María Sofía Martínez García

Ponente: Javier Garrido Salas

Julio 2017

DESARROLLO DE UN SISTEMA DOSÍMETRICO BASADO EN ARDUINO

AUTOR: Miriam Lema Guerra
TUTOR: María Sofía Martínez García



Hardware & Control Technology Laboratory
Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Julio de 2017

Resumen

El cáncer se ha ido convertido poco a poco en una de las principales causas de mortalidad en el mundo. Hay numerosos tipos de cáncer y se caracterizan por un crecimiento anormal de las células del cuerpo, con posibilidad de que se extiendan hacia los tejidos de alrededor.

Es posible reducir y tratar el cáncer mediante distintas formas de tratamiento. Una de las más usadas es la cirugía en combinación con la quimioterapia y/o radioterapia.

La radioterapia es un método de tratamiento que usa altas dosis de radiación para eliminar las células anormales y los tumores, o para ralentizar su crecimiento. Hay dos tipos de radioterapia, la de haz externo y la interna. Nuestro trabajo se va a desarrollar en el ámbito de la radioterapia de haz externo, la cual utiliza aparatos externos para apuntar y enviar la radiación al lugar exacto donde se encuentra el tumor para reducirlo o bien para eliminar las posibles células cancerígenas residuales que queden tras la extracción del mismo. Para el tratamiento es necesario comprobar la dosis de radiación que recibe el paciente y entre todos los tipos de sensores dosimétricos que hay, se utilizará un modelo basado en transistores MOSFET. Este tipo de dosímetros, aporta varias ventajas con respecto a los sistemas dosimétricos tradicionales, pero la principal de ellas es su bajo coste.

El objetivo de este Trabajo de Fin de Grado es el de desarrollar un instrumento portátil para la medida de dosis con sensores MOSFET basado a Arduino. Este controlará la polarización y la lectura de sensores para medir la radiación.

El microcontrolador Arduino es uno de los sistemas más reconocidos y utilizados en el ámbito del hardware libre y software. De fácil uso, es una placa electrónica que contiene un microcontrolador, y diferentes entradas y salidas analógicas o digitales que conectan el mundo físico con el virtual mediante el uso de sensores e instrucciones. Además tiene un entorno de desarrollo IDE que permite implementar un proyecto de forma sencilla y con bajo coste. Debido a la posible cantidad de datos que se pueden manejar, se elige la placa Arduino Mega 2560 por su gran capacidad de almacenaje.

Palabras clave

Arduino, MOSFET, cáncer, dosimétrico.

Abstract

Cancer has gradually become one of the leading causes of mortality in the world. There are numerous types of cancer and they are characterized by an abnormal growth of the cells of the body, with possibility that they extend towards the surrounding tissues.

It is possible to reduce and treat cancer through different forms of treatment. One of the most used is surgery in combination with chemotherapy and / or radiotherapy.

Radiation therapy is a treatment method that uses high doses of radiation to remove abnormal cells and tumors, or to slow their growth. There are two types of radiotherapy, the external beam and the internal beam. Our work will be developed in the field of external beam radiation therapy, which uses external devices to point and send the radiation to the exact place where the tumor is located to reduce it or to eliminate any residual cancer cells left behind. Extraction thereof. For the treatment it is necessary to check the dose of radiation received by the patient and among all types of dosimeters, the model is used and performed with MOSFET transistors. They provide several advantages over traditional dosimetric systems but the main one of them is its low cost.

The objective of this Final Grade Work is the adaptation and this dosimetric model based on an Arduino, and that controls the polarization and the reading of sensors used to measure the radiation.

The Arduino microcontroller is one of the most recognized and used systems in the field of free hardware and software. Easy to use, it is an electronic board containing a microcontroller, and different analog or digital inputs and outputs that connect the physical world to the virtual world through the use of sensors and instructions. In addition, it has a development environment that allows you to implement a project in a simple and low cost way. Due to the possible amount of data that can be handled, the Arduino Mega 2560 board is chosen because of its large storage capacity.

Keywords

Arduino, MOSFET, cancer, dosimetric.

Agradecimientos

Agradecer sobretodo a las personas que me han ayudado día a día en estos años de carrera, que han sido muchas.

Gracias a mi tutora Sofia por su paciencia, por ayudarme a que este trabajo saliera adelante y por supuesto infinitamente agradecida por todas y cada una de sus correcciones.

Gracias también a mis amigos, los de siempre y los que he ido conociendo a lo largo de estos años de carrera, por que no todo es estudiar, también hace falta divertirse un poco.

Gracias a la EPS que me ha dado a una de las personas más importantes de mi vida, el que siempre escucha mis quejas, mis enfados y mis agobios, pero sobretodo el que consigue que se me olviden, te quiero.

Y por último, gracias a mis padres, especialmente a mi padre por su paciencia y gran ayuda, y a mi hermano, por aguantarme en mis más y en mis menos y por hacer posible que esté donde este, por que no sólo el esfuerzo es de uno.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1 Introducción.....	1
1.1 Motivación.....	1
1.2 Objetivos.....	1
1.3 Organización de la memoria.....	2
2 Antecedentes y estado del arte.....	3
2.1 Historia.....	3
2.2 Dosimetría: conceptos básicos.....	3
2.3 MOSFET como sensor dosimétrico y algoritmos de medida.....	5
2.3.1 pMOS.....	5
2.3.2 Curva I/V.....	5
2.3.3 Sensibilidad e I _{ZTC}	6
2.3.4 Medida de corrientes.....	7
2.3.4.1 Medida a corriente constante.....	7
2.3.4.2 Medida a corriente constante con dos corrientes.....	8
2.3.5 Transistor CD4007.....	8
2.4 Antecedentes del proyecto.....	9
3 Descripción modular del sistema.....	11
3.1 Desarrollo Hardware.....	12
3.1.1 Módulo microprocesador: Arduino MEGA 2560.....	13
3.1.2 Módulo analógico.....	14
3.1.2.1 Etapa de polarización.....	15
3.1.2.2 Sensor MOSFET.....	16
3.1.2.3 Etapa de estabilización de la corriente I _d	17
3.1.2.4 Etapa de acondicionamiento de la fuente de tensión.....	18
3.1.2.5 Sensor de temperatura.....	21
3.1.2.6 Alimentación.....	21
3.1.3 Firmware: Menú.....	22
3.1.3.1 Configuración de Medida.....	22
3.1.3.2 Puesta a Cero.....	23
3.1.3.3 Lectura de Dosis.....	25
3.1.3.4 Lee Parámetros.....	27
3.1.3.5 Conectar a PC.....	27
3.2 Desarrollo Software y transferencia de datos.....	28
3.3 Diseño implementado.....	30
3.3.1 Sensor MOSFET.....	33
4 Resultados experimentales.....	35
5 Conclusiones y trabajo futuro.....	41
5.1 Conclusiones.....	41
5.2 Trabajo futuro.....	41
Referencias.....	43
Glosario.....	45
Anexos.....	I
A Manual del usuario.....	I
B Anexos.....	1

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1. CAMBIO EN EL VOLTAJE UMBRAL EN nMOS Y pMOS. IMAGEN EXTRAÍDA DE [5].	5
FIGURA 2. EFECTOS DE LA RADIACIÓN IONIZANTE EN LA CURVA I/V DE UN TRANSISTOR pMOS. IMAGEN EXTRAÍDA DE [1].	6
FIGURA 3. CURVA I/V EN SATURACIÓN. IMAGEN EXTRAÍDA DE [9].	6
FIGURA 4. CONFIGURACIÓN pMOS PARA LA MEDIDA DE LA TENSIÓN UMBRAL A CORRIENTE CONSTANTE. IMAGEN EXTRAÍDA DE [9].	7
FIGURA 5. CD4007 A) PIN-OUT B) DIAGRAMA FUNCIONAL. IMAGEN EXTRAÍDA DE [12].	9
FIGURA 6. ESQUEMA FUNCIONAL SISTEMA DOSIMÉTRICO.	11
FIGURA 7. ALGORITMO DE MEDIDA. IMAGEN EXTRAÍDA DE [9].	12
FIGURA 8. ARDUINO MEGA 2560. IMAGEN EXTRAÍDA DE [11].	13
FIGURA 9. ENTORNO DE PROGRAMACIÓN.	14
FIGURA 10. ESQUEMÁTICO GLOBAL DEL MÓDULO ANALÓGICO.	14
FIGURA 11. ESQUEMÁTICO DETALLADO DEL MÓDULO ANALÓGICO.	15
FIGURA 12. DIAGRAMA INTERRUPTORES PARA LAS CORRIENTES	16
FIGURA 13. CIRCUITOS DE OBTENCIÓN DE CORRIENTES EN LTSPICE.	16
FIGURA 14. ESQUEMA DE CONEXIÓN DEL PMOS.	17
FIGURA 15. SENSOR MOSFET.	17
FIGURA 16. ETAPA DE ESTABILIZACIÓN DE LA CORRIENTE ID.	18
FIGURA 17. ETAPA ACONDICIONAMIENTO DE LA FUENTE DE TENSIÓN.	19
FIGURA 18. GRÁFICA DE CURVA V/I DEL SENSOR MOSFET. IMAGEN EXTRAÍDA DE [1].	19
FIGURA 19. SENSOR DE TEMPERATURA.	21
FIGURA 20. ALIMENTACIÓN.	21
FIGURA 21. MENÚ LCD.	22
FIGURA 22. CONFIGURACIÓN DE MEDIDA	23
FIGURA 23. CORRIENTE MEDIDA.	23
FIGURA 24. LECTURA DE LA CORRIENTE REAL ID.	23
FIGURA 25. ADECUACIÓN DEL DAC EN ARDUINO Y OBTENCIÓN DE LA TENSIÓN DE FUENTE ANTES DE IRRADIAR.	24
FIGURA 26. PUESTA A CERO.	25
FIGURA 27. RECUPERACIÓN DEL DAC Y LECTURA DE LA TENSIÓN DE FUENTES DESPUÉS DE IRRADIAR.	26
FIGURA 28. LECTURA DOSIS.	26
FIGURA 29. INCREMENTO PARÁMETRO DOSIMÉTRICO.	27
FIGURA 30. LEE PARÁMETROS.	27
FIGURA 31. CONEXIÓN CON EL PUERTO SERIE DEL ARDUINO.	28
FIGURA 32. LECTURA DE DATOS DEL ARDUINO.	28
FIGURA 33. PANTALLA PRINCIPAL PROGRAMA JAVA.	29
FIGURA 34. TABLA DE RESULTADOS.2	29
FIGURA 35. FICHERO .TXT DE DATOS DESCARGADOS.	29
FIGURA 36. DISEÑO PROTOBOARD	30
FIGURA 37. SISTEMA DOSIMÉTRICO REALIZADO EN BAQUELITA	31
FIGURA 38. ESQUEMA ELECTRÓNICO GLOBAL.	31
FIGURA 39. PCB TOP LABEL.	32
FIGURA 40. PCB BOTTON LABEL	32
FIGURA 41. PCB DISEÑADA EN ALTIUM.	33
FIGURA 42. PLACA COMPLETA.	33
FIGURA 43. SENSOR MOSFET EN BAQUELITA	34
FIGURA 44. PCB SENSOR MOSFET.	34
FIGURA 45. SENSOR COMPLETO.	34
FIGURA 46. SISTEMA DOSIMÉTRICO BASADO EN ARDUINO.	35
FIGURA 47. MEDIDA DEL SENSOR MEDIANTE POTENCIÓMETRO	36

FIGURA 48. GRÁFICA DE INCREMENTOS ACUMULADOS DE LA TENSIÓN UMBRAL MEDIDA CON UNA INTENSIDAD EN MODO CONTINUO. SENSOR NO RADIADO.	37
FIGURA 49. GRÁFICA DE INCREMENTOS ACUMULADOS DE LA TENSIÓN UMBRAL MEDIDA CON UNA INTENSIDAD EN MODO CONTINUO. SENSOR RADIADO 1.	37
FIGURA 50. GRÁFICA DE INCREMENTOS ACUMULADOS DE LA TENSIÓN UMBRAL MEDIDA CON UNA INTENSIDAD EN MODO CONTINUO. SENSOR RADIADO 2.	38

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1. CONSUMO DEL SISTEMA DOSIMÉTRICO	35
TABLA 2. ERROR DE LINEALIDAD.	38
TABLA 3. VALORES DE VS EN SENSORES RADIADOS Y NO IRRADIADOS.	39

1 Introducción

1.1 Motivación

El cáncer se ha ido convirtiendo poco a poco en una de las principales causas de mortalidad en el mundo, y es además, una enfermedad impredecible de la que aún desconocemos datos.

Según la Organización Mundial de la Salud el cáncer es la segunda causa de mortalidad en el mundo, provocando casi 1 de cada 6 defunciones.

El cáncer produce una transformación de células normales en tumorales a lo largo del tiempo, pasando de una lesión precancerosa a un tumor maligno en poco tiempo. Hace falta una detección rápida y eficiente para poder encontrar el mejor tratamiento. Actualmente la radioterapia es uno de los tratamientos más importantes en esta enfermedad. La radioterapia utiliza radiación para eliminar las células anormales del cuerpo.

Surge la necesidad de nuevos tratamientos más eficientes y rápidos, que puedan aplicarse de forma correcta y cómoda, tanto para el paciente como para el equipo médico. Un sistema dosimétrico nos permite medir con precisión la radiación que recibe un paciente en un tratamiento de radioterapia. Es muy importante radiar exclusivamente el tejido tumoral, sin dañar las células sanas circundantes. Con los sistemas dosimétricos se planifica, monitoriza y controla la radiación recibida por el paciente, lo cual supone una ayuda para el equipo médico.

1.2 Objetivos

Este Trabajo Fin de Grado tiene como objetivo principal el diseño e implementación de un sistema dosimétrico basado en Arduino que controle la polarización y lectura de sensores MOSFET usados para medir radiación. El proyecto consistirá en:

- Desarrollo de la electrónica analógica necesaria para que la corriente polarice el sensor MOSFET.
- Implementación de la circuitería necesaria para el acondicionamiento del sensor MOSFET.
- Control del sistema usando un microcontrolador basado en Arduino.
- Desarrollo de una aplicación JAVA para el control del sistema mediante el ordenador.

1.3 Organización de la memoria

Este trabajo fin de grado se estructura de la siguiente manera:

- El primer capítulo se presenta la motivación para la realización de este Trabajo de Fin de Grado, los objetivos y la organización de la memoria.
- El segundo capítulo explicamos los antecedentes y el estado del arte desde el cual se ha partido para la realización del trabajo.
- El tercer capítulo detalla la implementación global del proyecto: el esquema del módulo analógico y el módulo de procesamiento, así como la utilización de datos leídos y recibidos por el sensor y la interfaz de usuario.
- El cuarto capítulo detalla los resultados de la implementación, los errores y recursos usados en los diseños.
- Por último, el quinto capítulo presenta las conclusiones finales de este trabajo y el posible trabajo futuro.

2 Antecedentes y estado del arte

2.1 Historia

La oncología radioterápica da comienzo con el descubrimiento de los rayos X por Røegent en 1800. Al año siguiente se realiza la primera aplicación de rayos X sobre un tumor. Becquerel observó que el uranio tenía unas radiaciones similares a las de Røegent, y Marie Curie que la sales de radium emitían también el mismo tipo de radiación. A comienzos del siglo XX, los rayos X se utilizan para el tratamiento de todo tipo de tumores, tanto benignos como malignos. [1]

En los años 20 y 30 Regaud y Coutard desarrollan los primeros tratamientos fraccionados de radioterapia externa. Mientras que al principio los efectos bilógicos producidos se obtuvieron de forma empírica, posteriormente se realizaron cultivos celulares que permitían ver estos efectos. Desde este momento se comienza a estudiar las relaciones entre las dosis y las respuesta de los tejidos pero se parte de una limitación energética muy grande ya que es necesaria mucha potencia para poner las máquinas en funcionamiento y solo se cuentan con 250kV.[1]

Posteriormente se consiguió tener un mayor voltaje, del orden de millones, y junto con el desarrollo de una máquina aceleradora de electrones inducida por aumento del flujo magnético se pudieron ver las primeras comercializaciones para uso médico. Siemens Alemania y Boveri crearon modelos nuevos más versátiles y cómodos en cuanto a movilidad para las máquinas y los pacientes. En 1953 se construye el primer Acelerador Lineal, que actualmente se utiliza en el tratamiento con radioterapia. [2]

A partir del los años 70 se planifica el primer tratamiento en 3D y posteriormente se mejora la visualización de imágenes mediante radiografías TAC. De este modo, en los años 90 se convierte la radioterapia en uno de los tratamiento más importantes para el cáncer, tanto para tumores avanzados como precoces. [3]

2.2 Dosimetría: conceptos básicos.

La radioterapia es un método de tratamiento que usa altas dosis de radiación ionizante para eliminar las células anormales y los tumores, o para ralentizar su crecimiento. Cuando la materia recibe radiación se producen fenómenos que pueden variar según el material y el tiempo de exposición. La radiación ionizante se puede clasificar en directa o indirecta:

- **Directa:** radiación alfa, beta, electrones, protones. Depositan energía en el medio a través de interacciones directas de la radiación ionizante con las partículas y átomos del medio.
- **Indirecta:** rayos gamma y rayos X. Depositan energía en el medio mediante un proceso de dos pasos. Primero se libera la particular al medio y posteriormente, igual que con la radiación ionizante directa, se deposita energía en el medio a través

de interacciones directas de la radiación ionizante con esas partículas y átomos del medio liberados.

Ambas radiaciones ionizantes, directa e indirecta, ayudan al tratamiento de la enfermedad.

La administración de radioterapia consiste en aplicar una dosis al mínimo volumen posible, por lo que solo se aplica a tumores localizados. La radiación causa daño celular reduciendo la capacidad de las células de reproducirse.

Hay dos tipos de radioterapia:

- Externa. La radiación se aplica desde la distancia en varias sesiones, generalmente de entre 1.8 y 2 Gy en intervalos cortos de tiempo.
- Braquiterapia. Se radia el material cercano al tumor.

Para aplicar el tratamiento, las máquinas más utilizadas son fuentes de Cobalto 60 o aceleradores lineales de partículas.

La dosimetría trata de establecer magnitudes y unidades para estimar de manera completa los fenómenos de interacción radiación-materia. El cálculo de las dosis para radioterapia se calculaba mediante aproximaciones, pero con la llegada de la tecnología se comienzan a realizar los cálculos de dosis mediante programas que tiene en cuenta las distintas composiciones de los órganos humanos en el cálculo de la dosis. La dosis es la energía absorbida por cualquier tipo de radiación por unidad de masa del material absorbido [3].

$$D = \frac{de}{dm} \quad (1.1)$$

Hay diferentes sistemas de detección de radiación, pero en este trabajo se hablara de los transistores pMOS en la radiación dosimétrica. Algunos sistemas de detección de radiación son: Dosímetros termoluminiscentes (TLDs), detectores semiconductores, detectores homogéneos y diodos PIN.

Para el tratamiento es necesario comprobar la dosis de radiación que recibe el paciente y entre todos los tipos de dosímetros que hay en este trabajo se utilizan sensores basados en transistores MOSFET (Metal Oxide Semiconductor) ya que tienen varias ventajas sobre el resto, como por ejemplo, su lectura inmediata y no destructiva, su bajo consumo energético, su fácil calibración, su almacenamiento permanente de dosis y su sensibilidad y reproducibilidad razonables [4].

Los sistemas dosimétricos basados en MOSFETs normalmente usan RADFETs (RADiation Field Effect Transistor), que son transistores fabricados específicamente para detectar radiación ionizante y cuya característica especial es que tiene un óxido de puerta más grueso, lo cual hace que sean más sensibles a la radiación. Estos requieren un proceso específico de fabricación lo cual hace que su precio sea elevado. Sin embargo, los MOSFET de propósito general también pueden ser usados como dosímetros y mediante técnicas y algoritmos se puede conseguir realzar su sensibilidad obteniendo detectores de sensibilidad adecuada y bajo coste. En [3] se explica en más detalle diferentes modelos de MOSFET usados como sensores dosimétricos.

2.3 MOSFET como sensor dosimétrico y algoritmos de medida

2.3.1 pMOS

Cuando se irradian transistores MOS se crean cargas positivas en el óxido (ΔQ_{OT}). En la interfaz del óxido y el sustrato (ΔQ_{IT}) sin embargo estas cargas creadas pueden ser tanto positivas (tipo P) como negativas (tipo N). Su contribución a la tensión umbral se describe a continuación:

$$\Delta V_t = -\frac{1}{C_{OX}}(\Delta Q_{OT} + \Delta Q_{IT}) \quad (1.2)$$

Debido a esto, si comparamos el cambio de tensión umbral del pMOS con el nMOS, se observa un efecto de rebote en los transistores tipo nMOS, es decir, no son monótonos en su comportamiento con la radiación (figura 1). Por eso se utilizan normalmente transistores tipo pMOS en la región de saturación, que es la configuración más común para detectar radiación con transistores MOSFET [3].

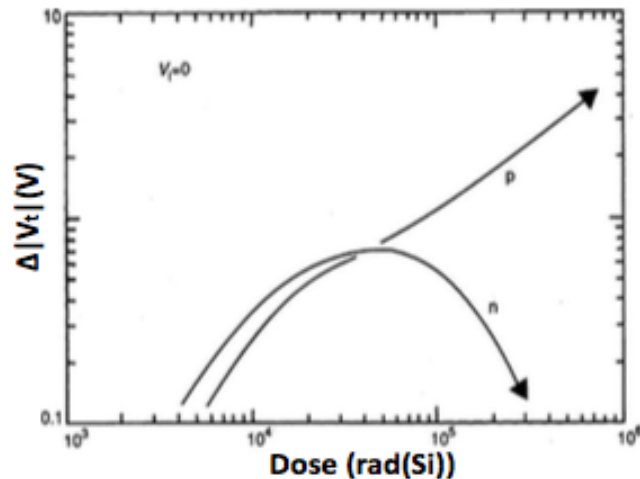


Figura 1. Cambio en el voltaje umbral en nMOS y pMOS. Imagen extraída de [5].

2.3.2 Curva I/V

La radiación ionizante causa bastantes efectos en las curva I/V tanto de los transistores tipo P como tipo N. En este caso usaremos, como hemos mencionado anteriormente, transistores tipo P. La pendiente decrece cuando la dosis se incrementa debido a daños en el canal de transconductancia (figura 2). El voltaje umbral cambia con un comportamiento monótono. [6]

Al verse afectas las curvas I/V por la radiación, los parámetros MOSFET también se ven afectados.

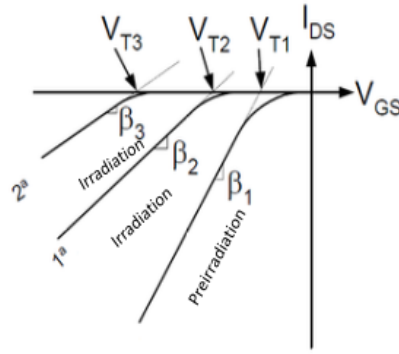


Figura 2. Efectos de la radiación ionizante en la curva I/V de un transistor pMOS. Imagen extraída de [6].

El parámetro MOSFET más ampliamente usado para ver el efecto que la dosis tiene sobre el dosímetro es la tensión umbral V_t .

2.3.3 Sensibilidad e I_{ZTC}

La respuesta de un pMOS a la radiación es el desplazamiento de la tensión umbral. Un parámetro que mide este desplazamiento es la sensibilidad, que es el desfase de V_t entre la dosis irradiada. La sensibilidad se considera lineal a bajas dosis y esta linealidad depende el grosor del oxido del transistor usado como sensor, de la acumulación de dosis y de las condiciones de polarización. [3]

$$S = \frac{\Delta|V_t|}{D} \quad (1.3)$$

Donde D es la dosis absorbida y V_t la tensión umbral.

Este tipo de dosímetros son muy dependientes de la temperatura, sin embargo existe una región conocida como I_{ZTC} donde la reducción en valor absoluto de la tensión umbral y la movilidad con la temperatura se compensan (figura 3). El significado de los siglas es *Zero Temperature Coefficient*. Cuando la corriente en el MOSFET se encuentra en esta región, el voltaje puerta-fuente no varía con las variaciones de la temperatura.[3, 6, 7]

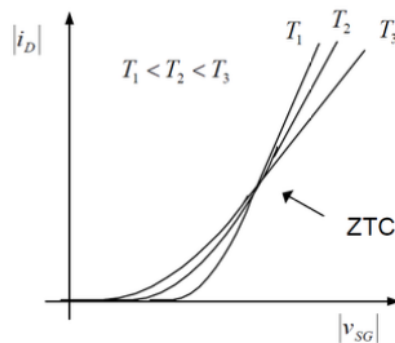


Figura 3. Curva I/V en saturación. Imagen extraída de [6].

2.3.4 Medida de corrientes

Los principales sistemas comerciales utilizan una corriente constante para simplificar las medidas del voltaje umbral. Se fuerza al transistor a trabajar en saturación, se cortocircuita y se conecta a tierra los terminales del transistor de puerta y drenador, de modo que la corriente circula por el transistor de la fuente al drenador.

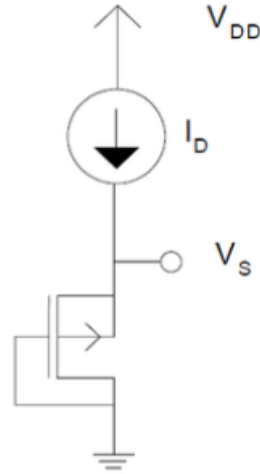


Figura 4. Configuración pMOS para la medida de la tensión umbral a corriente constante.
Imagen extraída de [6].

2.3.4.1 Medida a corriente constante

Como se demostró en [6], partiendo de la expresión (1.4) de un transistor pMOS en saturación, se despeja el valor absoluto de la tensión umbral V_t :

$$I = \frac{\beta}{2} \cdot (V_s - |V_t|)^2 \quad (1.4)$$

$$|V_t| = V_s - \sqrt{\frac{2I}{\beta}} \quad (1.5)$$

Viendo la expresión (1.5) antes y después de la radiación, tenemos que:

$$|V_t^{pre}| = V_s^{pre} - \sqrt{\frac{2I}{\beta_{pre}}} \quad (1.6)$$

$$|V_t^{post}| = V_s^{post} - \sqrt{\frac{2I}{\beta_{post}}} \quad (1.7)$$

donde el índice *pre* corresponde al valor de los parámetros antes de irradiar y *post* después de irradiar. Restando las expresiones (1.6) y (1.7) obtenemos:

$$\Delta|V_t| = \Delta V_s - \sqrt{2I} \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{\beta_{post}}} + \sqrt{\frac{1}{\beta_{pre}}} \right) \quad (1.8)$$

Si el cambio en β producido por la radiación puede ser despreciable y la corriente de drenador es constante, el desfase de la tensión umbral (ΔV_t) se puede aproximar al desfase de la tensión de fuente (ΔV_s) [8, 9].

$$\Delta|V_t| \cong \Delta V_s \quad (1.9)$$

2.3.4.2 Medida a corriente constante con dos corrientes

En el caso de realizar las medidas con dos intensidades distintas se mejora la linealidad con respecto a usar una sola corriente para polarizar como se demuestra en [6].

La expresión anterior (1.8) quedaría de la siguiente forma para cada una de las corrientes.

$$\Delta|V_t| = \Delta V_{s1} - \sqrt{2I_1} \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{\beta_{post}}} + \sqrt{\frac{1}{\beta_{pre}}} \right) \quad (1.10)$$

$$\Delta|V_t| = \Delta V_{s2} - \sqrt{2I_2} \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{\beta_{post}}} + \sqrt{\frac{1}{\beta_{pre}}} \right) \quad (1.11)$$

El incremento de tensión umbral es igual para cualquier intensidad usada para realizar las medidas, de modo que:

$$\begin{aligned} \Delta V_{s1} - \sqrt{2I_1} \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{\beta_{post}}} + \sqrt{\frac{1}{\beta_{pre}}} \right) &= \Delta V_{s2} - \sqrt{2I_2} \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{\beta_{post}}} + \sqrt{\frac{1}{\beta_{pre}}} \right) \xRightarrow{op.} \\ &\xRightarrow{op.} \left(\sqrt{\frac{1}{\beta_{post}}} + \sqrt{\frac{1}{\beta_{pre}}} \right) = \frac{\Delta V_{s1} - \Delta V_{s2}}{1 - \sqrt{\frac{I_1}{I_2}}} \end{aligned} \quad (1.12)$$

Al sustituir la expresión (1.12) en (1.8) tenemos que:

$$\Delta|V_t| = \Delta V_{s1} + \frac{\Delta V_{s2} - \Delta V_{s1}}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_1}}} \quad (1.13)$$

Si se mide el incremento de tensión de fuente para dos corrientes distintas (1.13) se puede calcular el incremento de tensión umbral eliminando el efecto de la degradación de la transconductancia del canal.

2.3.5 Transistor CD4007

De entro todos los modelos de propósito general de MOSFET se decidió utilizar el modelo CD4007 (figura 5), fabricado por Texas Instruments, porque sus pines eran accesibles de forma independiente y es ampliamente utilizado. Concretamente se utilizaron

los modelos DIP y SOIC de Texas Instrument. En [3] se hizo una caracterización de este modelo para ser usado como sensor de fotones y de electrones. Debido a la amplia experiencia del grupo en el uso de este modelo como sensor dosimétrico, su bajo coste, y sus resultados previamente publicados en [3], se decidió utilizarlo. Estos sensores tienen una I_{ZTC} de 140 μ A. Las corrientes seleccionadas para su polarización serán por tanto 140 μ A y 70 μ A, como se ha publicado previamente [4].

El pinout y layout de este transistor está compuesto por tres MOSFETs tipo P y tres MOSFETs tipo N. En nuestro caso, el MOSFET que se utilizó fue el Q2(P).

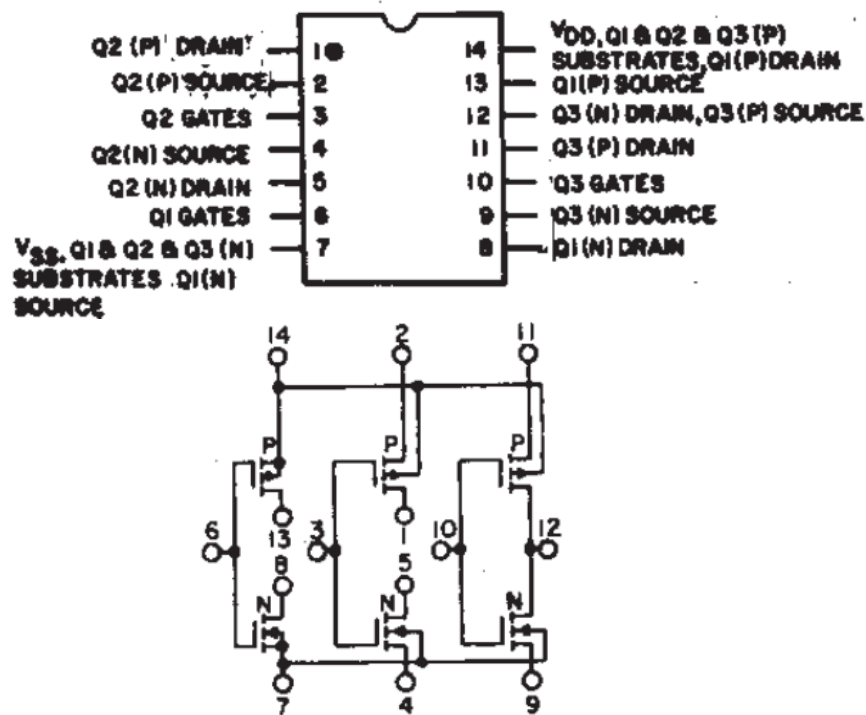


Figura 5. CD4007. Pin-out y diagrama funcional. Imagen extraída del Datasheet [10].

2.4 Antecedentes del proyecto

Nos hemos basado en los artículos previamente publicados por [6, 11], donde se ha desarrollado un instrumento portátil para sensores dosimétricos con los modelos de MOSFET 3N163. Debido a la experiencia en el grupo de investigación en el uso de este instrumento, se ha decidido realizar una versión simplificada del mismo pero basado en Arduino, y adaptándolo específicamente para el modelo de MOSFET CD4007.

3 Descripción modular del sistema

Este Trabajo Fin de Grado tiene como objetivo principal realizar sistema dosimétrico basado en Arduino con la utilización de un pMOS como sensor dosimétrico para su futuro uso en el ámbito médico.

La figura 6 muestra el esquema funcional de nuestro sistema dosimétrico. Está compuesto por una pantalla LCD (*Liquid Crystal Display*) de 16x2, un teclado matricial de 4x4, un módulo de circuitería analógica, que más adelante será explicada en profundidad, un sensor (MOSFET en este caso) y por una unidad central (Arduino Mega 2500T). Todo el sistema tendrá una comunicación con el ordenador mediante el puerto USB.

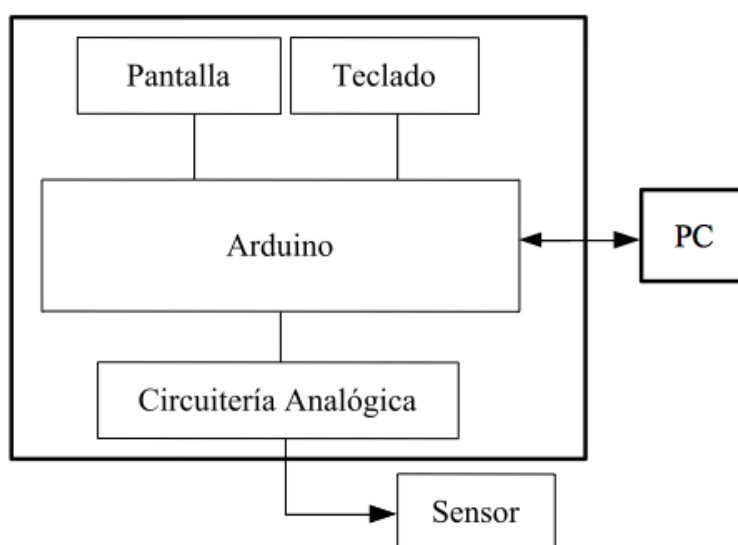


Figura 6. Esquema funcional sistema dosimétrico.

Antes de comenzar con las medidas se configura el tipo de polarización que se va a usar, si con una corriente u dos corrientes. En caso de seleccionar la medida con una corriente se elegirá más específicamente que corriente usar, si 140 μ A ó 70 μ A.

Para realizar la medida conectaremos el sensor al sistema, y se realiza la puesta a cero que consiste en identificar el número de sensor que se esta usando y regularemos la corriente con la que realizaremos la medida (previamente configurada), adecuaremos el DAC, y guardaremos ese valor para usos posteriores y se obtendrá el valor de tensión de fuente antes de irradiar. Se desconecta el sensor y se irradia antes de comenzar con la siguiente etapa.

Realizamos el mismo proceso de conexión y se comienza con la post irradiación. Regulamos de nuevo la corriente y usando el valor guardado del DAC, obtenemos la tensión de fuente después de irradiar.

Con las dos tensiones calculamos el incremento del parámetro dosimétrico y la dosis, y visualizamos los resultados.

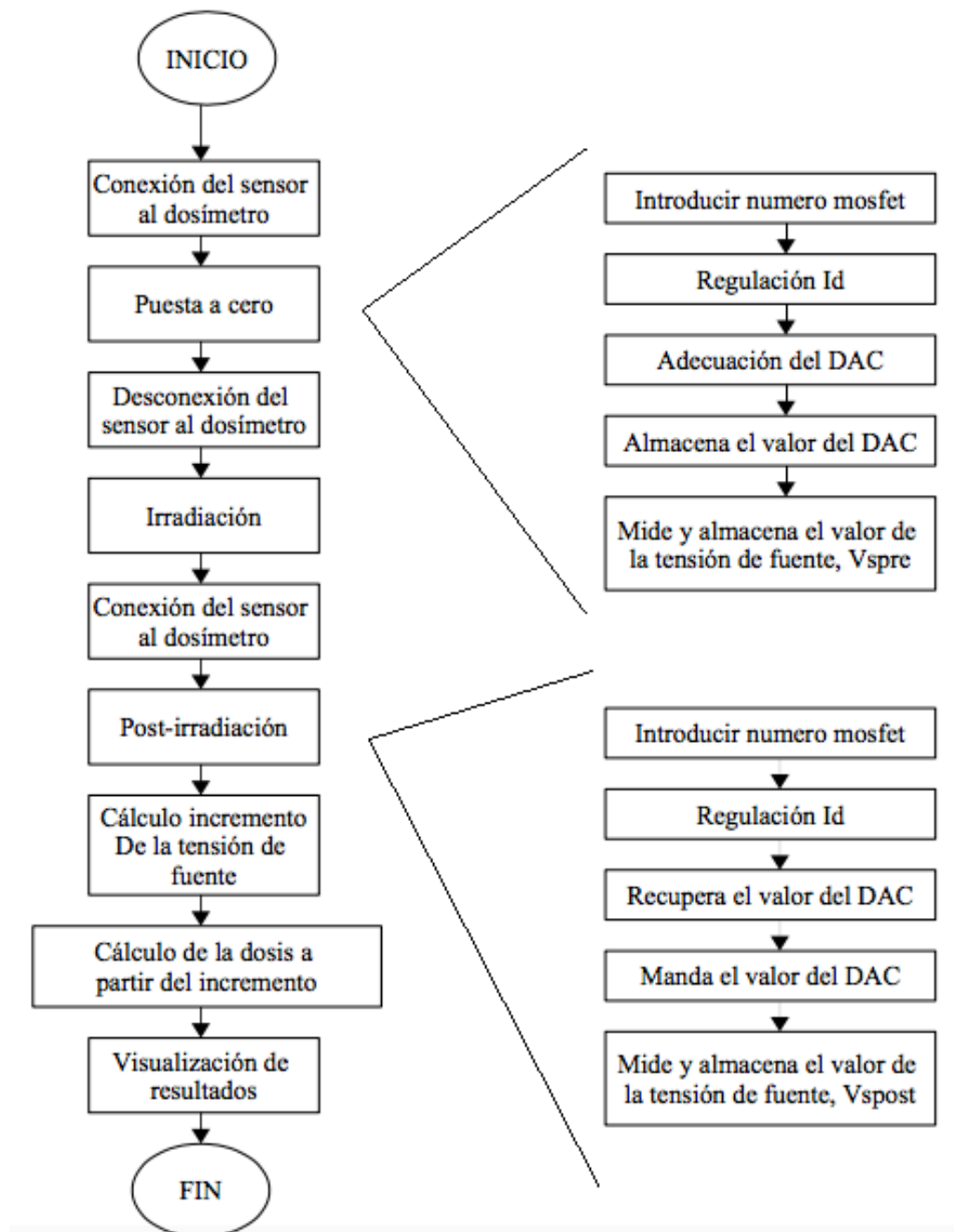


Figura 7. Algoritmo de medida. Imagen extraída de [6].

3.1 Desarrollo Hardware

3.1.1 Módulo microprocesador: Arduino MEGA 2560

La placa de desarrollo utilizada es el Arduino Mega 2560 (figura 8), un microcontrolador basado en el ATMEGA2560. Arduino permite la conexión de sensores que interactúan con el entorno.

Arduino MEGA 2560 cuenta con 54 pines digitales de entrada y salida, de los cuales 15 se pueden usar como salidas PWM, 16 entradas analógicas, 4 puertos serie de hardware UART, una conexión USB, un conector de alimentación para la placa, un botón de Reset, un oscilador de cristal de 16MHz y una cabecera ICSP. El microcontrolador se comunica con el ordenador mediante el puerto Serie [12].

Este microcontrolador posee las siguientes especificaciones técnicas:

- Voltaje operativo: 5V. Voltaje de entrada: 7-12V (límites 6-20V)
- Corriente continua por cada pin: 40mA.
- Corriente continúa entregada en el pin 3.3V: 50mA.
- Memoria flash: 256KB.
- SRAM: 8KB.
- EEPROM: 4KB
- Velocidad del reloj: 16MHz.

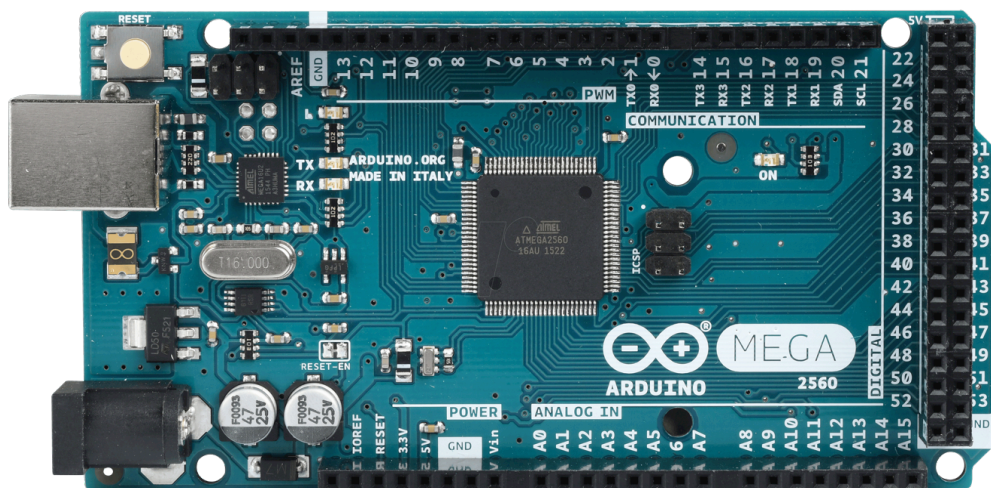


Figura 8. Arduino MEGA 2560. Imagen extraída de [13].

Para realizar la programación de la placa tenemos entorno de desarrollo administrado por Arduino, Integrated Development Environment (IDE) que permite realizar un proyecto de forma fácil y poco de bajo coste. Contiene un editor de texto para escribir código, una consola de mensajes y una barra de herramientas con funciones comunes y menús del Arduino. Usando este software podemos conectarnos al hardware del microcontrolador para cargar programas y comunicarnos con ella. El lenguaje de programación que se usa es un lenguaje basado en C++.

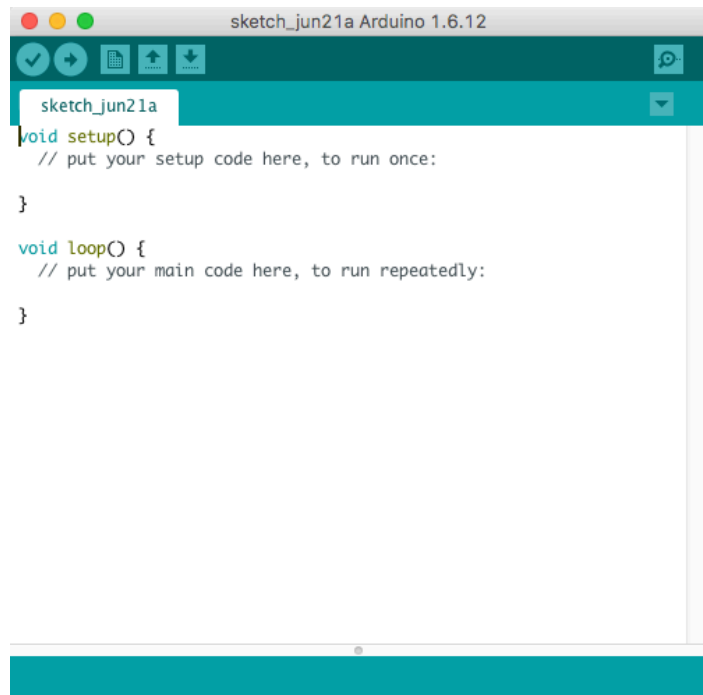


Figura 9. Entorno de programación.

3.1.2 Módulo analógico

La circuitería analógica como muestra la figura 10 y 11 consta de varias etapas:

- Etapa de polarización. En nuestro caso corrientes de $70\mu\text{A}$ y $140\mu\text{A}$ que serán las que polaricen el sensor MOSFET.
- El sensor MOSFET.
- Sensor de temperatura.
- Etapa de estabilización de la corriente I_D .
- Etapa de acondicionamiento de la fuente de tensión .

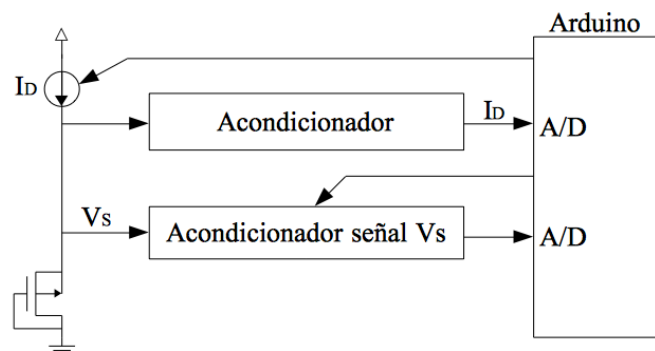


Figura 10. Esquemático global del módulo analógico.

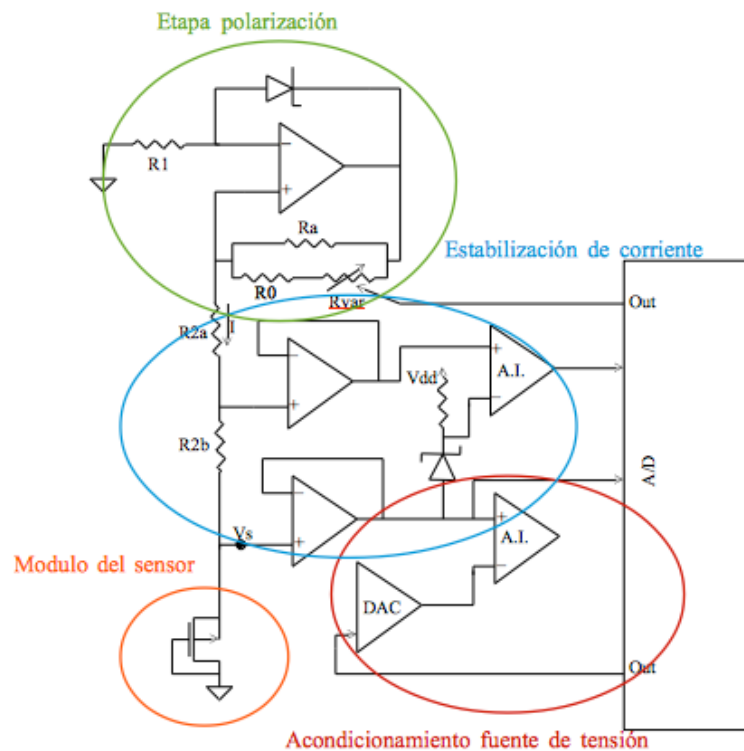


Figura 11. Esquemático detallado del módulo analógico.

3.1.2.1 Etapa de polarización

En este prototipo podremos realizar las medidas utilizando dos corrientes distintas, de $70\mu\text{A}$ y de $140\mu\text{A}$. Cuánto mayor es la corriente inyectada en el transistor MOSFET mayor es el tiempo de recuperación de este.

Se implementaron dos fuentes, con idéntica topología, que alimentan el transistor MOSFET. Se utiliza un amplificador TLC277, fabricado por Texas Instruments, para conseguir la corriente y utilizando interruptores DGA419LDY, fabricados por Vishay, podremos manejar con que corriente se realiza la medida. Estos interruptores son manejados por el microcontrolador Arduino.

Se utilizan 3 de estos interruptores para que en caso de no seleccionar ninguna corriente, ésta valga 0, si no siempre estaría entrando una corriente u otra. Para entenderlo mejor se puede observar la figura 12.

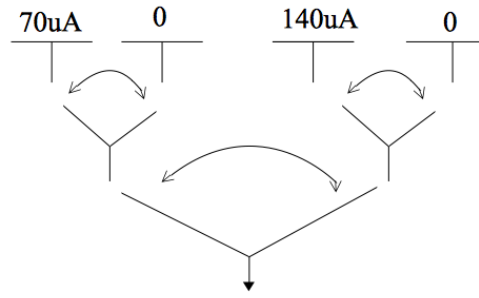


Figura 12. Diagrama interruptores para las corrientes.

Se implementan dos fuentes de corriente usando el amplificador TLC277, el diodo LT1004, fabricado por Linear Technology, y una serie de resistencias que dependiendo del valor nos dan una corriente u otra. En esta ocasión, se simula en LTSpice para obtener el valor de las resistencias que permite tener las corrientes que queremos.

La expresión para obtener las corrientes deseadas viene dada por:

$$I_0 = \frac{V_{REF}}{R_2} \quad (3.1)$$

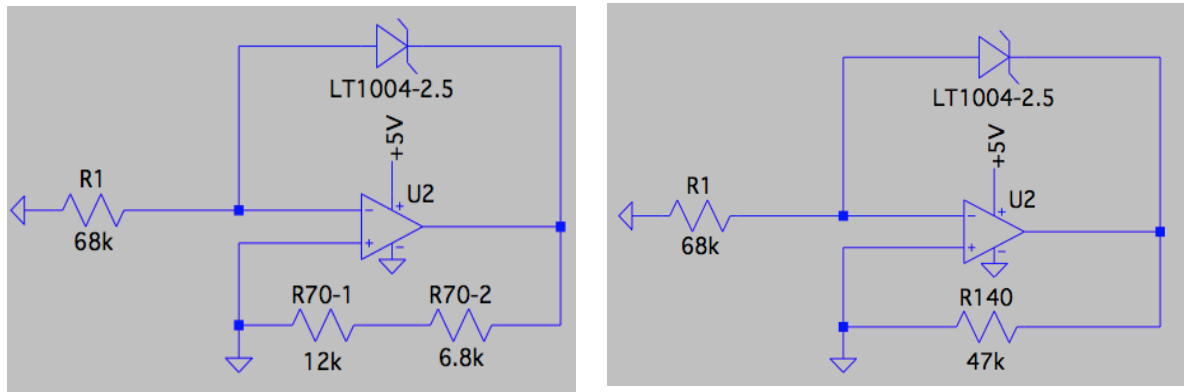


Figura 13. Circuitos de obtención de corrientes en LTSpice.

3.1.2.2 Sensor MOSFET.

El sensor es un transistor MOSFET CD4007 fabricado por Texas Instruments, como se ha explicado anteriormente. En el módulo sensor se incluye un interruptor conectado a la fuente del transistor para que derive a masa la corriente cuando no se vaya a medir y además protege el sensor al mantener todos sus terminales cortocircuitados cuando se esté manipulando. De este modo se evitan tensiones espúreas en los distintos terminales del transistor que podría dañarlo o contaminar la medida.

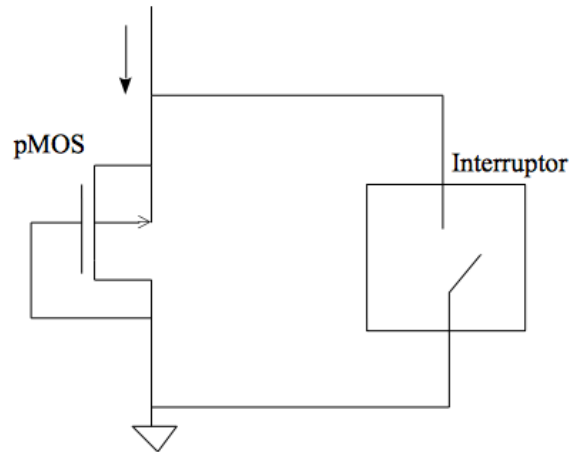


Figura 14. Esquema de conexión del pMOS.

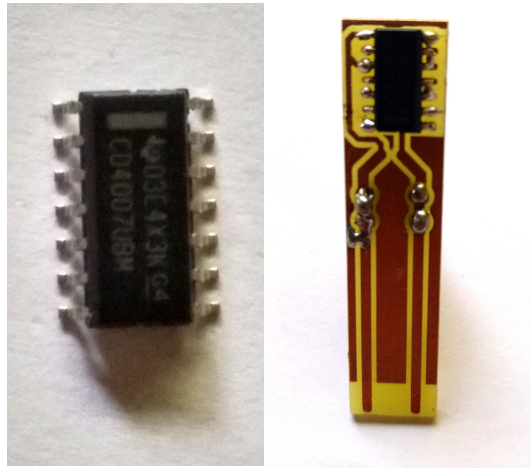


Figura 15. Sensor MOSFET.

3.1.2.3 Etapa de estabilización de la corriente I_d

Estas corrientes I_d son las que serán inyectadas al sensor MOSFET, pero previamente realizamos un acondicionamiento de estas corrientes para comprobar que la corriente inyectada es la que hemos decidido y no tiene un incremento o variación. En este caso es meramente comprobatorio ya que las fuentes de corriente están diseñadas para esos valores, y sirve para asegurarnos de que polarizamos de forma correcta. Sin embargo, de cara a futuras versiones donde la corriente I_d pueda ser elegida por el usuario y se programase mediante el microcontrolador esta parte ya estaría implementada.

En la figura 16 se muestra el esquema de esta etapa que consta de:

- Dos amplificadores operacionales TLC277, fabricados por Texas Instruments, que se usarán como seguidores para evitar derivas de la corriente por la gran Z_{in} .
- Un amplificador de instrumentación INA129, fabricado por Texas Instruments.
- Un diodo Zener LT1004, fabricado por Linear Technology.

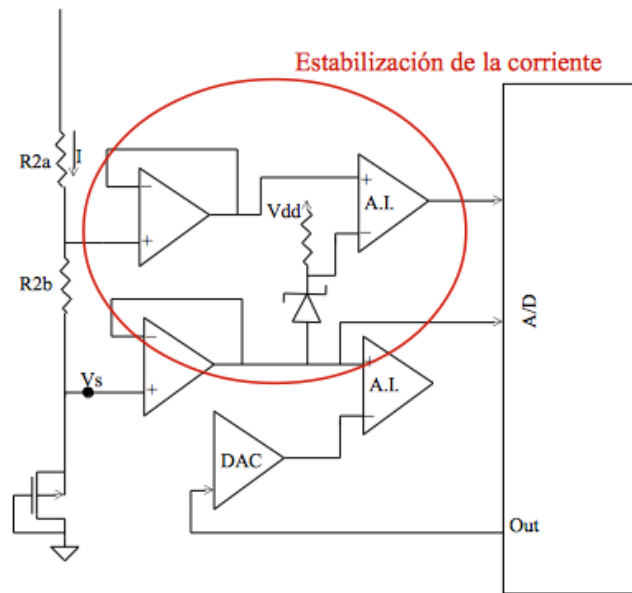


Figura 16. Etapa de estabilización de la corriente I_d .

Previamente se realiza la simulación en el programa LTSpice, ya que no se sabe que resistencias se deben usar para la obtención de las corrientes deseadas. Una vez seleccionadas se realiza el montaje físico y se hacen pequeñas modificaciones en el valor de las resistencias para obtener las corrientes deseadas.

Se realiza el montaje duplicado para las dos corrientes, pero más adelante se utilizan interruptores para que según la opción decidida en el menú del microcontrolador se inyecte una corriente u otra.

Realizado el montaje, comprobamos que ese muestreo de la I_d se realiza correctamente para las dos corrientes anteriores. Para ello se diseña la ganancia del INA129 para maximizar la señal y se comprueba la salida de éste (V_{out}), leyéndola con el ADC del Arduino. Esta ganancia no puede ser mayor de 2 para no saturar el ADC, que acepta una tensión como mucho de 5V. En el Arduino se convierte el dato leído de analógico a digital, haciendo uso de su ADC de 16 bits y mediante la fórmula obtenemos la corriente, que se muestra en el LCD.

3.1.2.4 Etapa de acondicionamiento de la fuente de tensión

En la figura 17 se muestra el esquema de esta etapa que consta de:

- Un DAC8571 fabricado por Texas Instruments. Se utiliza este convertidor digital-analógico por que tiene un interfaz I2C que permite compartir el bus serie con otros periféricos y es de 16 bits, lo que permite mayor resolución.
- Un amplificador de instrumentación INA129 fabricado por Texas Instruments.

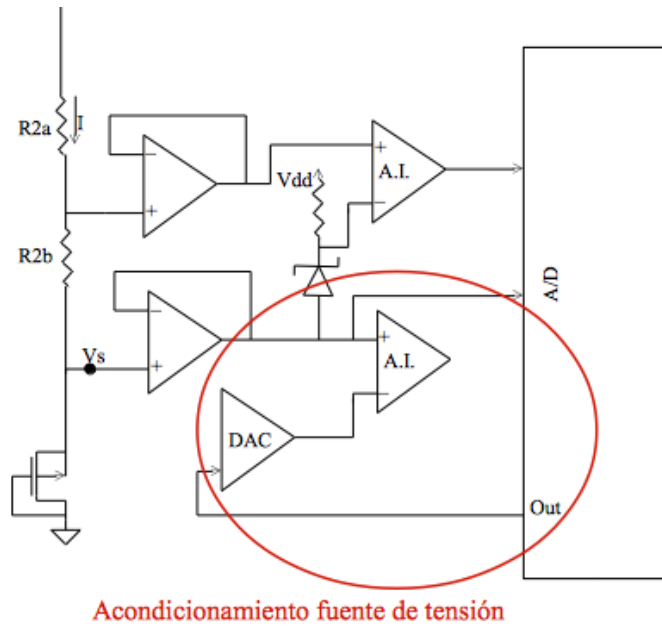


Figura 17. Etapa acondicionamiento de la fuente de tensión.

Esta etapa sirve para medir la tensión de fuente, una vez estabilizada la corriente. La tensión de fuente en saturación de un CD4007 está en torno a 2V para 70 μA mientras que para 140 μA es de 2.2V. Estos valores han sido estudiados en [3, 7, 14], y pueden observarse en la siguiente gráfica (figura 18):

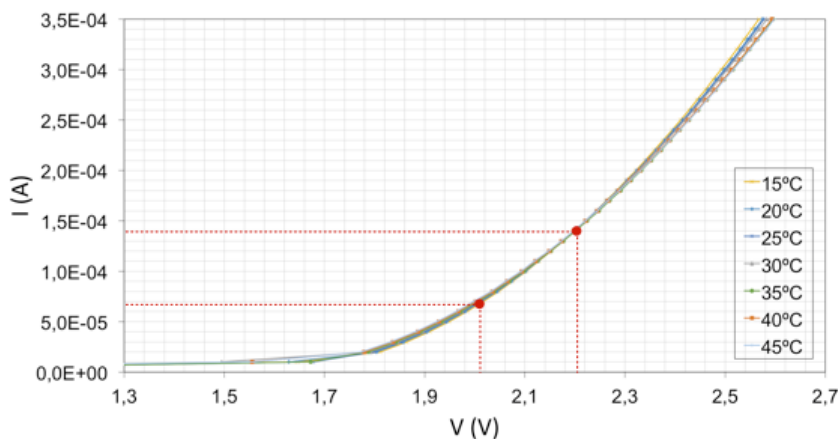


Figura 18. Gráfica de curva V/I del sensor MOSFET. Imagen extraída de [3].

Ya que la tensión de fuente está en torno a 2V, se calcula la ganancia del INA129 maximizándola todo lo posible. En este caso debe ser una ganancia menor de 2 para no saturar el ADC que acepta un máximo de 5V. Sabiendo esto la tensión tras la amplificación no puede superar estos 2V.

Debido al escaso rango del ADC que va de 0 a 5V, se debe desplazar esta tensión amplificada para aprovechar mejor el rango de conversión. Se quiere conseguir que esta tensión V_s esté aproximadamente a 0, ya que se parte de una V_s entre 2 y 2.2V según la

corriente entrante en el MOSFET, como hemos visto en la figura 18. Este proceso es lo que denominaremos la adecuación del DAC.

Antes de irradiar el sensor, se mide V_s sin amplificar desde el Arduino y V_s amplificada. Estos datos se miden 1024 veces y se promedian para aumentar la relación señal-ruido (SNR). Para obtener la tensión amplificada partimos de los formulas explicadas en el estado del arte:

$$V_0^{AI} = G(V_s - V_0^{DAC}) \quad (3.2)$$

$$V_0^{DAC} = \frac{n_{DAC}}{n_{DAC}^{max}} \cdot V_{ref}^{DAC} \quad (3.3)$$

$$n_{ADC} = \frac{V_{in}^{ADC}}{V_{ref}^{ADC}} \cdot n_{ADC}^{max} \quad (3.4)$$

Sabemos que $V_0^{AI} = V_{in}^{ADC}$ y podemos decir que:

$$V_{in}^{ADC} = G(V_s - V_0^{DAC}) \quad (3.5)$$

Se sustituye por la fórmula (3.5):

$$V_{in}^{ADC} = G \left(V_s - \frac{n_{DAC}}{n_{DAC}^{max}} \cdot V_{ref}^{DAC} \right) \quad (3.6)$$

Se despeja de (3.6) el valor de entrada del ADC del Arduino y se sustituye en la ecuación (3.5) de tal forma que:

$$V_{in}^{ADC} = \frac{n_{ADC}}{n_{ADC}^{max}} \cdot V_{ref}^{ADC} \quad (3.7)$$

$$\frac{n_{ADC}}{n_{ADC}^{max}} \cdot V_{ref}^{ADC} = G \left(V_s - \frac{n_{DAC}}{n_{DAC}^{max}} \cdot V_{ref}^{DAC} \right) \quad (3.8)$$

En este caso al usar una alimentación en todos los casos de 5V el valor de la tensión de referencia será en 5V, de ahí que podamos decir que $V_{ref}^{DAC} = V_{ref}^{ADC}$. De tal modo que sacamos factor común y despejamos V_s :

$$V_s = V_{ref} \cdot \left(\frac{n_{ADC}}{n_{ADC}^{max} \cdot G} + \frac{n_{DAC}}{n_{DAC}^{max}} \right) \quad (3.9)$$

Este valor de V_s será el amplificado (3.9). Para poder obtenerlo debemos partir de una tensión inicial de salida del amplificador de instrumentación de:

$$V_0^{AI} \simeq 0.5V \quad (3.10)$$

De este modo tendremos la tensión V_s sin amplificar, V_s amplificada y la palabra inicial del DAC que debemos almacenar en la memoria del microcontrolador. Este valor es el que nos permite que la tensión de fuente este próxima a 0.5V cada vez que medimos.

En cada medida, el microcontrolador mide primero V_s , enviando la palabra inicial del DAC, y tras una primera medida de la tensión de fuente, la nueva tensión de fuente se encuentre dentro de los valores deseados.

Con los valores de tensión de fuente antes y después de irradiar, podemos calcular el incremento. Este incremento, unido a una adecuada calibración del sensor nos permite relacionarlo con la dosis recibida.

Esta operativa se realiza en el microcontrolador Arduino, que más adelante veremos.

3.1.2.5 Sensor de temperatura

El sensor de temperatura usado es el DS18B20, fabricante DALLAS, elegido por su interfaz 1-Wire que permite la conexión con el microcontrolador con un solo hilo.

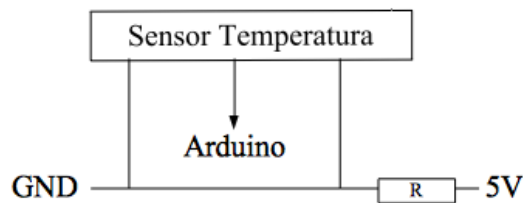


Figura 19. Sensor de temperatura.

3.1.2.6 Alimentación

Al querer que sea portátil se necesita proporcionar tanto la alimentación analógica del módulo analógico como la alimentación digital para el microcontrolador Arduino, el LCD y el teclado. Como todo nuestro proyecto está alimentado con 5V y el Arduino tiene un voltaje de 5V, únicamente necesitamos conseguir estas tensiones.

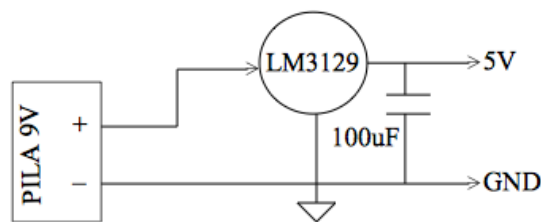


Figura 20. Alimentación.

El microcontrolador Arduino dispone de su propio regulador de voltaje, pero al necesitar dos alimentaciones, se usan reguladores externos.

La opción de alimentación seleccionada ha sido utilizar una pila de 9V. Mediante dos reguladores LM3129 fabricado por Texas Instruments, transformaremos esos 9V en 5V analógicos y 5V digitales, con sus respectivas tierras, realizando pues el esquema de la figura 18 por duplicado. La tensión nominal que alimentará al microcontrolador Arduino debe ser precisa debido a que cualquier tipo de variación en la tensión de entrada podría dañar el microcontrolador.

3.1.3 Firmware: Menú

El prototipo se controla mediante un menú principal en el microcontrolador. Las diferentes opciones se desplazan verticalmente por el LCD pulsando las teclas “A” y “B” del teclado matricial. La opción de menú se puede seleccionar marcando el número de opción en el teclado matricial. Se explica más en detalle en el Anexo B, Manual del Usuario.

Las opciones del menú que maneja el usuario son: 1.Configuración medida, 2.Puesta a Cero, 3.Lectura de Dosis, 4.Lee parámetros, 5.Conectar a PC.

Previo a elegir una opción de menú, se guarda memoria para 37 sensores. Este número de sensores ha sido calculado con la memoria de la que dispone el microcontrolador y de los datos que se necesitan almacenar en la EEPROM.



Figura 21. Menú LCD.

3.1.3.1 Configuración de Medida

Como ya dijimos anteriormente este prototipo permite realizar las mediciones para dos corrientes, $70\mu\text{A}$ y $140\mu\text{A}$. Es necesario entrar en esta opción para poder pasar a la Puesta a Cero.

Por pantalla se pedirá seleccionar si queremos la medición con dos corrientes o con una de ellas. Si seleccionamos una única corriente aparecerá otra opción para elegir la corriente que queremos usar.

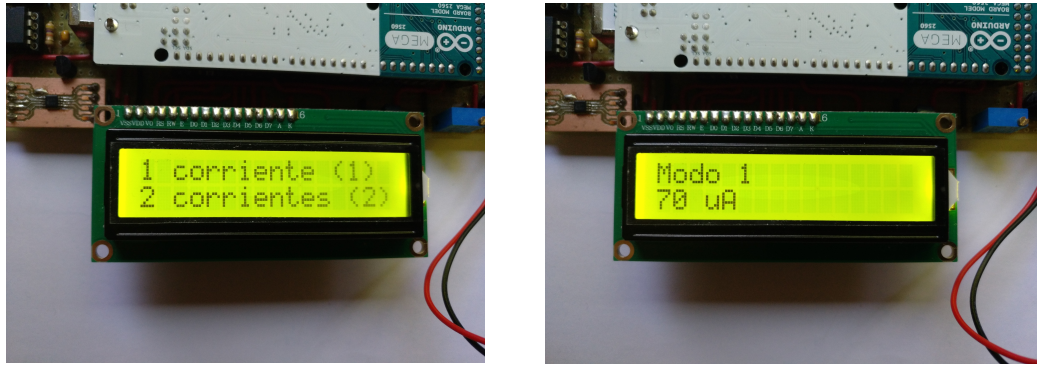


Figura 22. Configuración de medida.

3.1.3.2 Puesta a Cero

Se debe elegir como primera opción de menú la configuración de la medida, en caso contrario se muestra un mensaje de error.

Se pedirá la identificación del sensor y se leerán los parámetros de medida de la EEPROM, es este caso únicamente la corriente o corrientes con las que realizaremos la medida y se mostrará por pantalla el valor de la corriente leída del puerto analógico como medio de comprobación.



Figura 23. Corriente medida.

Tras la adecuación de la corriente, ésta es recibida por uno de los puertos del microcontrolador en forma de tensión de salida del INA129. Esta tensión debe ser convertida a corriente. La tensión se lee del puerto analógico 1024 veces, se pondera para tener una mejor aproximación y se convierte a un dato digital.

```
for(int i=1; i<=1024;i++){
    corriente=(float)analogRead(2)*(5/1023.0)/R;
    corrientepond=corrientepond+corriente;
}

IntMedida=corrientepond*1000000/1024+x;
lcd.clear();
lcd.setCursor(0,0); lcd.print("Corriente medida");
lcd.setCursor(0,1); lcd.print(+String(IntMedida)+"uA");
```

Figura 24. Lectura de la corriente real Id.

Tras esto, comienza la adecuación del DAC, donde medimos el valor de la tensión de fuente V_s 1024 veces y partiendo del valor mencionado anteriormente de 0.5V, obtenemos el valor de tensión de fuente pre irradiación, $V_{s_{pre}}$.

```
//Medimos Vs y promediamos
for (int k = 0; k <= 1024; k++) {
    Vs=analogRead(A3);
    //Serial.println(Vs);
    Vspromed=Vspromed+Vs;
}
Vspromed=Vspromed/1024;
Vspromed = fmap(Vspromed, 0, 1023, 0.0, 5.0);
int G=5;

//Calculamos VoDAC para que Va=0.5;
float VoDAC=Vs-(Va/G);
float nDACmax=255; //(2^8)-1;
float nDAC=(VoDAC/VrefDAC)*nDACmax;

//Se envia al DAC
Va = ifmap(Va, 0, 1023, 0.0, 5.0);
//Serial.println(Va);
digitalWrite(A5, Va);
delay(300);

//Leemos Va nueva salida INA
for (int k = 0; k <= 1024; k++) {
    Va=analogRead(A4);
    Vapromed=Vapromed+Va;
}
//Serial.println(Vapromed);
Vapromed=Vapromed/1024;
Vapromed = fmap(Vapromed, 0, 1023, 0.0, 5.0);
//Serial.println(Vapromed);

//Calculamos Vs pre
float nADCmax=255;
float nADC=Vapromed/VrefADC*nADCmax;
Vspre=Vref*(nADC/(nADCmax*G)+(nDAC/nDACmax));
```

Figura 25. Adecuación del DAC en Arduino y obtención de la tensión de fuente antes de irradiar.

Debemos guardar el valor de $V_{s_{pre}}$ y el valor inicial de DAC, nDAC, como hemos dicho anteriormente. Dependiendo del modo en el que estemos este proceso lo hará una vez si trabajamos con una corriente o dos veces si lo usamos dos corrientes. Se mostrará por pantalla el identificador de sensor, el modo en el que nos encontramos (una corriente o dos corrientes) y el valor de la tensión de fuente antes de la irradiación $V_{s_{pre}}$, como se puede ver en la figura 26. Una vez finalizado se debe extraer el sensor para irradiarlo, antes de entrar en la Lectura de Dosis.

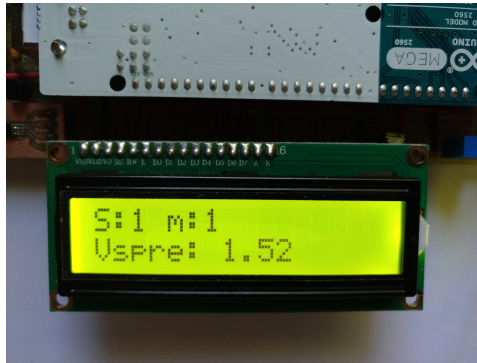


Figura 26. Puesta a Cero.

3.1.3.3 Lectura de Dosis

Al igual que en la Puesta a Cero, identificamos el sensor y leemos las variables de configuración para la medida. En este caso, si no se ha obtenido el valor V_s antes de irradiar para el sensor introducido, no podremos realizar esta opción. También se mostrará la corriente a la que se están realizando las medidas.

Recuperamos el valor inicial de DAC y con él se obtiene el valor de tensión de fuente después de irradiar $V_{s_{post}}$.

```

////////// RECUPERACION DAC ////////////
float Vs=0;
float Vspromed=0;
float Vapromed=0;
float Va=0.5;
int Vref = 5;
int VrefADC =5;
int VrefDAC=5;

// Calculo incremento parametro dosimetrico y
// dosis absorbida
//Leemos nDAC y recuperamos VoDAC
float nDACmax=255;
float VoDAC=(nDAC/nDACmax)*VrefDAC;

//Medimos Vs y promediamos
for (int k = 0; k <= 1024; k++ ){
    Vs=analogRead(A1);
    Vspromed=Vspromed+Vs;
}
Vspromed=Vspromed/1024;
Vspromed = fmap(Vspromed, 0, 1023, 0.0, 5.0);

int G=5;
//Sacamos Va
Va=G*(Vs-VoDAC);

```

```

//Se envia al DAC
Va = ifmap(Va, 0, 1023, 0.0, 5.0); //convertimos a analogico
digitalWrite(A3, Va);
delay(300);

//Leemos Va nueva salida INA
for (int k = 0; k <= 1024; k++) {
    Va=analogRead(A2);
    Vapromed=Vapromed+Va;
}
Vapromed=Vapromed/1024;
Vapromed = fmap(Vapromed, 0, 1023, 0.0, 5.0);

//Calculamos Vs post
float nADCmax=255;
float nADC=(Vapromed/VrefADC)*nADCmax;
Vspost=Vref*((nADC/(nADCmax*G)))+(nDAC/nDACmax));

```

Figura 27. Recuperación del DAC y lectura de la tensión de fuentes después de irradiar.

Se mostrará por pantalla el identificador de sensor, el modo en el que nos encontramos (una corriente o dos corrientes) y el valor de la tensión de fuente después de la irradiación $V_{S_{post}}$.



Figura 28. Lectura Dosis.

Posteriormente con los valores de $V_{S_{pre}}$, que se han leído de la memoria, y $V_{S_{post}}$ del sensor seleccionado, se calcula el incremento del parámetro dosimétrico o dosis.

$$\Delta|V_t| = V_s^{post} - V_s^{pre} \quad (3.11)$$

En el caso de las dos corrientes volvemos a realizar este proceso dos veces y el cálculo del incremento parámetro dosimétrico, ya visto en el capítulo 2, apartado 3, subíndice 5, fórmula 1.10, se realiza de la siguiente manera:

$$\Delta|V_t| = \Delta V_{s1} + \frac{\Delta V_{s2} - \Delta V_{s1}}{1 - \sqrt{\frac{I_2}{I_1}}} \quad (3.12)$$

Se mostrará este valor, el identificador de sensor, el modo en que estamos y la temperatura a la que se realiza la medición.



Figura 29. Incremento parámetro dosimétrico.

3.1.3.4 Lee Parámetros

Se identificará el sensor y se leerán los parámetros guardados para ese sensor. Se muestra por pantalla el sensor, la sensibilidad, la temperatura y el incremento del parámetro dosimétrico o dosis.

La sensibilidad se calcula de la siguiente forma como ya se mencionó en el capítulo 2, apartado 4, subíndice 4:

$$S = \frac{V_t}{Dosis} \quad (3.13)$$



Figura 30. Lee Parámetros.

3.1.3.5 Conectar a PC

El programa se encarga de leer el puerto serie del Arduino y mostrar en la consola estos datos.

Se leen todos los parámetros de aquellos sensores que hayan sido usados y se envían por el puerto Serie al ordenador. En este caso hace falta tener conectada la placa al ordenador y mediante un programa en Java se realiza la conexión y la lectura del puerto.

3.2 Desarrollo Software y transferencia de datos

Para realizar la conexión del puerto Serie del Arduino con el ordenador para la lectura de los parámetros hemos usado unas librerías de código libre “PanamaHitek_Arduino” versión 2.8.3 [15]. Es un código libre propiedad de Panama Hitek. Se pidió en consentimiento para el uso del código y no hubo ningún problema por parte de ellos para su uso en este Trabajo de Fin de Grado. Estas librerías permiten la conexión (figura 31) y lectura (figura 32) del puerto serie COM3 desde Netbeans.

```
public static void main(String[] args) {
    try {
        /**
         * Se inicia la comunicación con el Puerto Serie utilizando la función RX,
         * la cual es exclusiva para recibir datos desde el Puerto Serie
         */
        ino.arduinoRX("COM3", 9600, listener);
    } catch (IOException | SerialPortException ex) {
        Logger.getLogger(JavaRX.class.getName()).log(Level.SEVERE, null, ex);
    }
}
```

Figura 31. Conexión con el puerto serie del Arduino.

```
public class JavaRX {

    //Se crea una instancia de la librería PanamaHitek_Arduino
    private static PanamaHitek_Arduino ino = new PanamaHitek_Arduino();

    /**
     * Se crea una variable SerialPortEventListener Al crear esta variable es
     * necesario implementar el método Abstracto serialEvent Cada vez que se
     * reciba un dato a través del puerto serie, se ejecutará el serialEvent
     */
    private static final SerialPortEventListener listener = new SerialPortEventListener() {
        @Override
        public void serialEvent(SerialPortEvent spe) {
            try {

                /**
                 * En esta instrucción se evalúa constantemente el puerto serie
                 * hasta encontrar un mensaje disponible para ser impreso
                 * Se considera que un mensaje ha sido recibido en su totalidad
                 * cuando se reciben los bytes 13 y 10, los cuales son enviados
                 * por Arduino cuando se utiliza Serial.println().
                 */
                if (ino.isMessageAvailable()) {
                    //Se imprime el mensaje recibido en la consola
                    System.out.println(ino.printMessage());
                    System.out.println("\n");
                    //String Temperatura = ino.printMessage();
                    //System.out.println(Temperatura);
                }
            } catch (SerialPortException | IOException ex) {
                Logger.getLogger(JavaRX.class.getName()).log(Level.SEVERE, null, ex);
            }
        }
    };
}
```

Figura 32. Lectura de datos del Arduino.

En el programa se usan dos hilos, uno se encarga de leer el puerto y almacenar los datos recibidos. Cuando se recibe un -1 el programa deja de escuchar el puerto serie del Arduino y se encarga de procesar los datos para colocarlos en la tabla. Para ello cada vez que recibimos “/ “ lee los datos hasta encontrar otro “/”. Además mediante Netbeans se crea una interfaz que muestra los datos procesados en una tabla.

La interfaz es simple. Ejecutamos el fichero .jar y aparecerá una pantalla (figura 33) que nos permitirá comenzar el traspaso de datos y los mostrará en una tabla (figura 34). Dentro de las opciones de tabla podemos descargar los datos en un fichero .txt y salir del programa.



Figura 33. Pantalla principal programa JAVA.

Selección jugadores									
Descargar fichero Salir									
ID	I1	I2	Vspre1	Vspre2	Vspost1	Vspost2	Incre...	Temp ...	Sensib...
1	73.6	-	1.53	-	1.50	-	0.03	31.2	
2	139.2	-	1.53	-	1.53	-	0.00	31.1	
5	70.1	140.1	1.53	1.53	1.54	1.53	0.00	31.4	

Figura 34. Tabla de resultados.

El fichero que obtendremos con los resultados tendrá una estructura igual que la tabla y los datos separados por tabulaciones. Se guardará con la fecha de descarga de datos (figura 35).

Datos12052017.txt.txt — Modificado ▾									
ID	I1	I2	Vspre1	Vspre2	Vspost1	Vspost2	Dosis	Temp	
1	143.9	-	1.53	-	1.48	-	0	21.7	
3	70.3	139.7	1.50	1.54	1.49	1.51	0	21.8	
2	69.8	.	1.51	-	1.52	-	0	22.1	

Figura 35. Fichero .txt de datos descargados.

3.3 Diseño implementado

Se realiza el montaje del circuito en una protoboard (figura 36) y se comprueba su funcionamiento etapa por etapa.

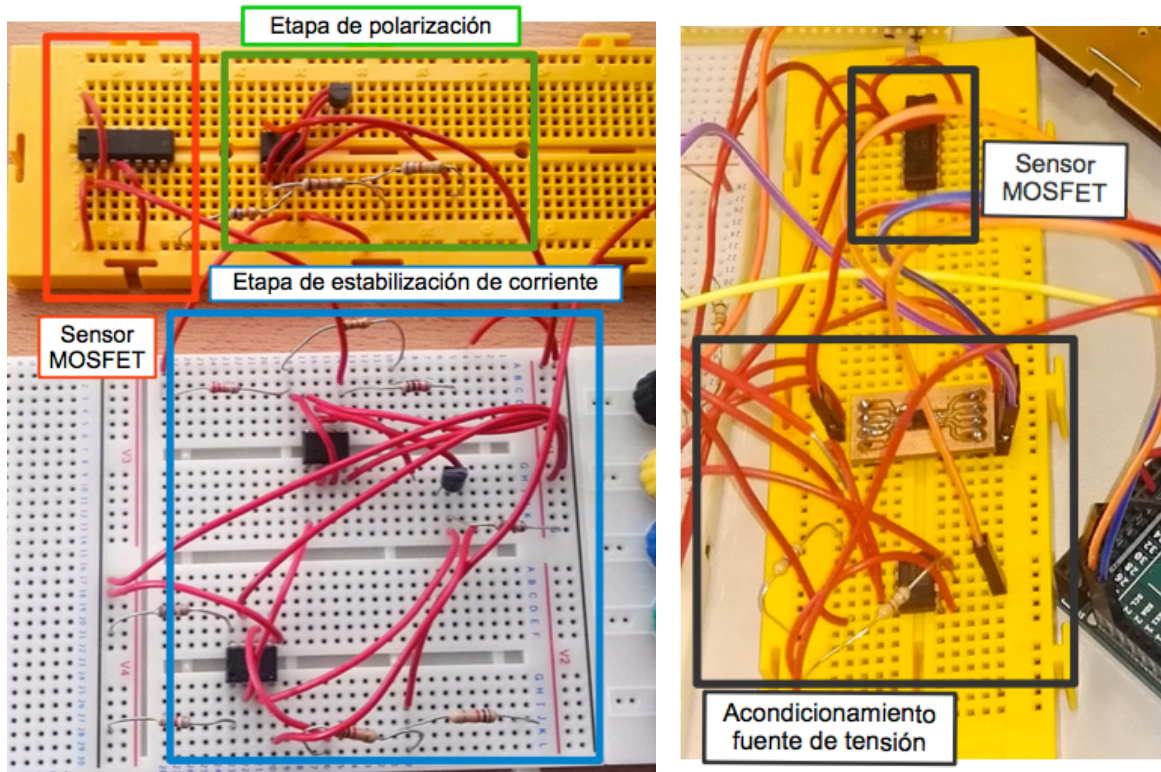
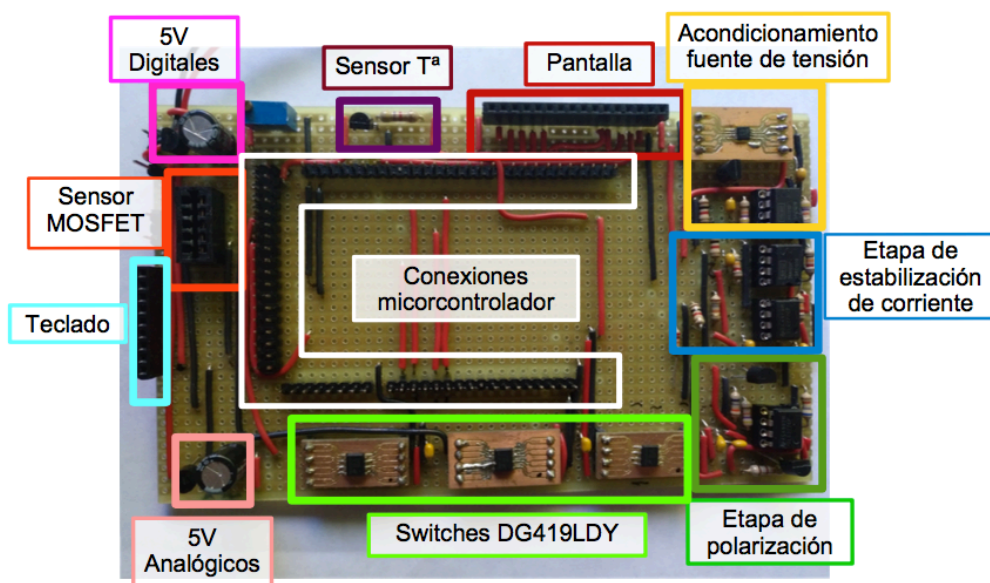


Figura 36. Diseño protoboard.

Tras las comprobaciones del funcionamiento en la protoboard se comienza con el montaje en baquelita (figura 37).



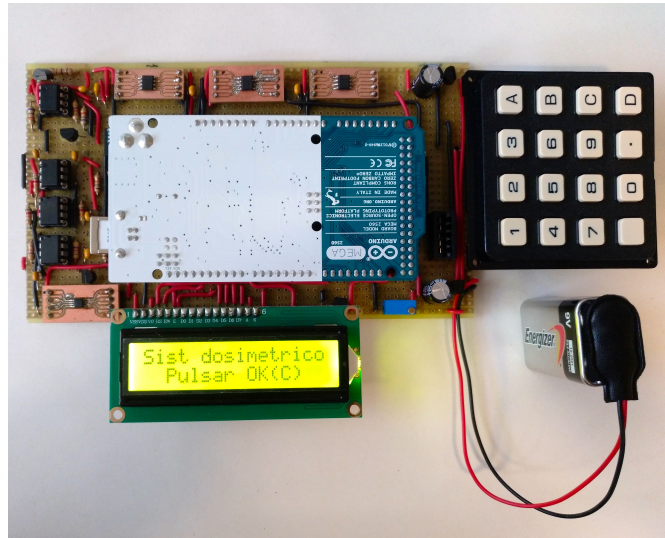


Figura 37. Sistema dosimétrico realizado en baquelita

Posteriormente se realiza la construcción en PCB del circuito. Se utiliza el programa Altium para el diseño de la placa y los adaptadores para algunos componentes de tipo SOIC.

Para la construcción del circuito en PCB se realiza el esquema electrónico de la circuitería analógica (figura 38). Se incluyen condensadores de 100nF en las entradas de alimentación para mejorar la estabilidad.

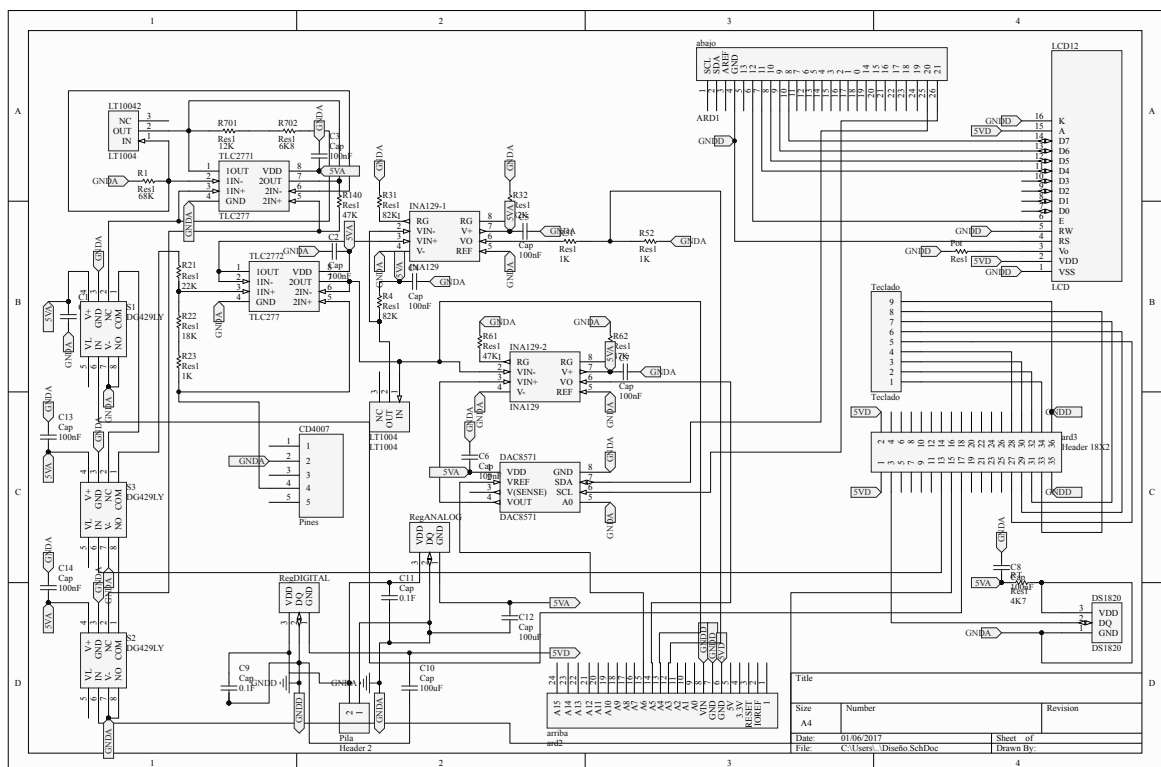


Figura 38. Esquema electrónico global.

Posteriormente se comienza con el rutado de la PCB. El tamaño mínimo de las pistas es de 40mil y la distancia entre pistas de 20mil. Se realiza las conexiones tanto en la Top Label como en la Boton Label, de tal forma que se realizan los planos de masa para cada capa. Como mencionamos anteriormente se tienen dos alimentaciones y dos planos de tierra, uno analógico y otro digital, por lo que en los planos de masa de las capas Top y Boton tendremos dos tierras, una analógica y otra digital como podemos ver en las figuras 39 y 40 respectivamente.

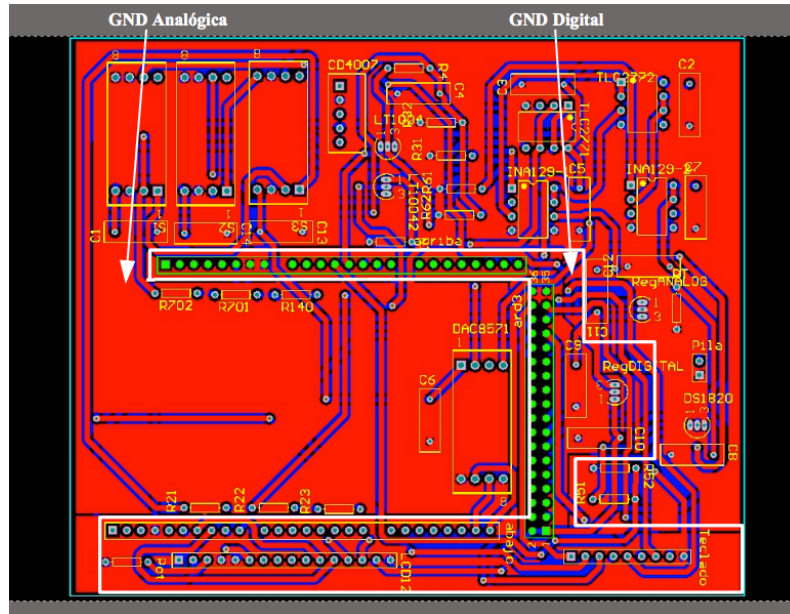


Figura 39. PCB Top Label.

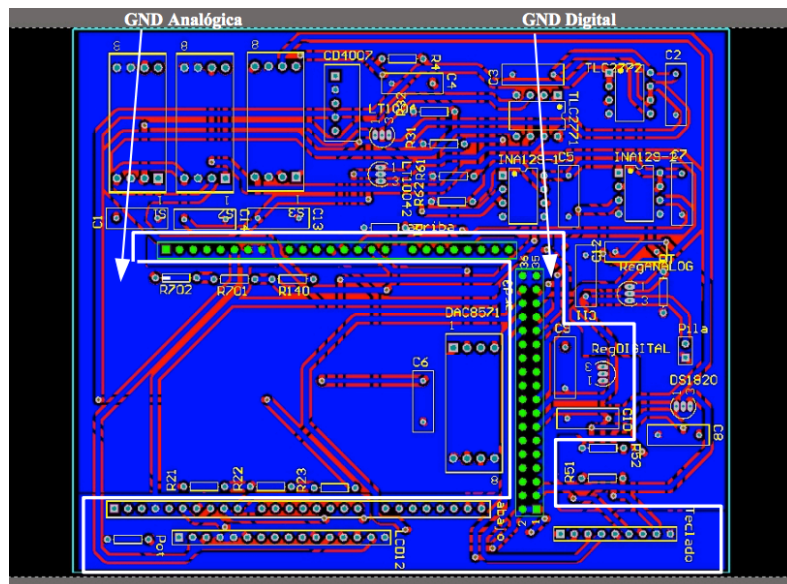


Figura 40. PCB Boton Label

Tras la fabricación, la placa queda como se observa en la figura 41. Se soldarán los componentes en la placa y se comprobarán los resultados.

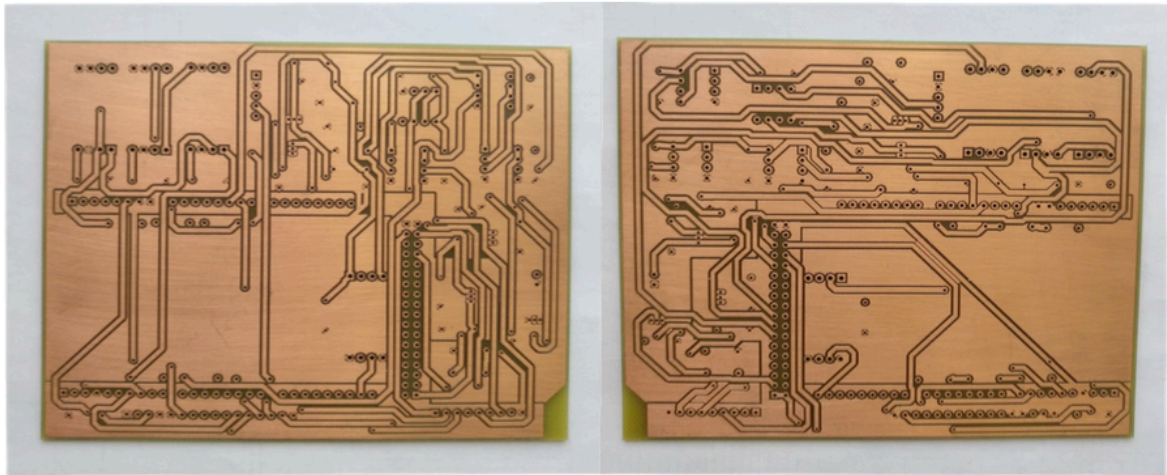


Figura 41. PCB diseñada en Altium.

Se realiza la soldadura de los componentes a la placa. La placa finalizada totalmente hubiera quedado como se observa en la figura 42:

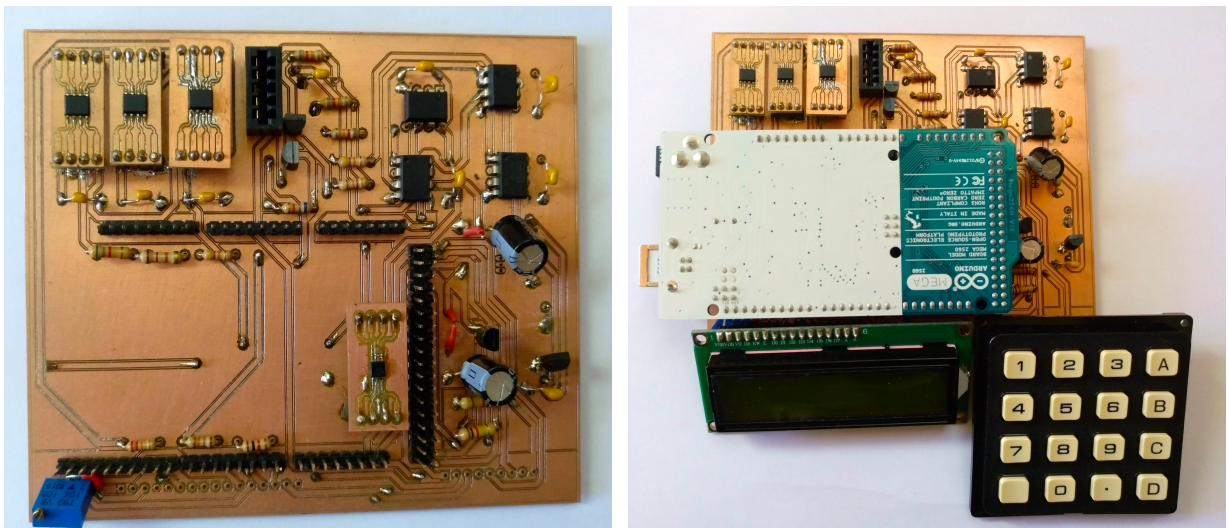


Figura 42. Placa completa.

3.3.1 Sensor MOSFET

Como se menciona anteriormente el diseño se hace para un transistor CD4007, pero posteriormente se usa un adaptador y un transistor igual pero con un encapsulado tipo SOIC.

En la baquelita, el sensor MOSFET irá insertado en un adaptador como podemos ver en la figura 43.

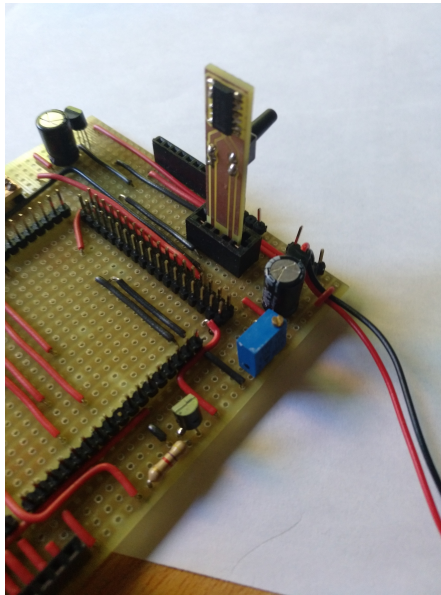


Figura 43. Sensor MOSFET en baquelita.

El diseño en PCB y el resultado final puede observarse en la figura 44 y figura 45, respectivamente.

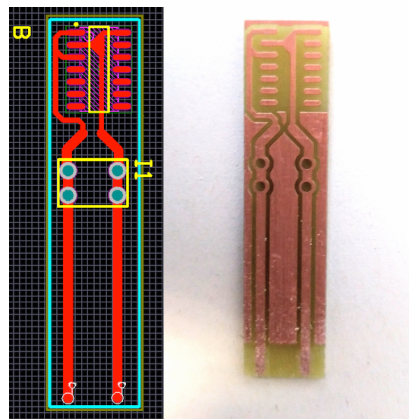


Figura 44. PCB Sensor MOSFET.

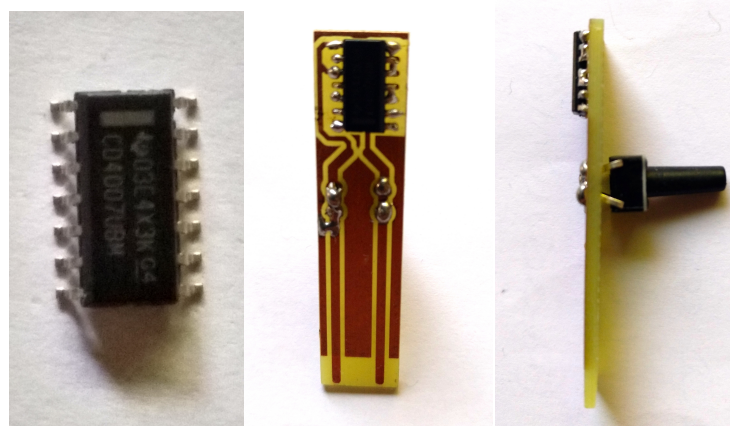


Figura 45. Sensor MOSFET.

4 Resultados experimentales

Se ha realizado un sistema dosimétrico portátil completo que permite la medida del sensor MOSFET usando dos corrientes, a través de un menú implementando en el microcontrolador Arduino. Se pueden descargar los datos de medida al ordenador mediante un programa realizado en JAVA a través del puerto USB del instrumento.

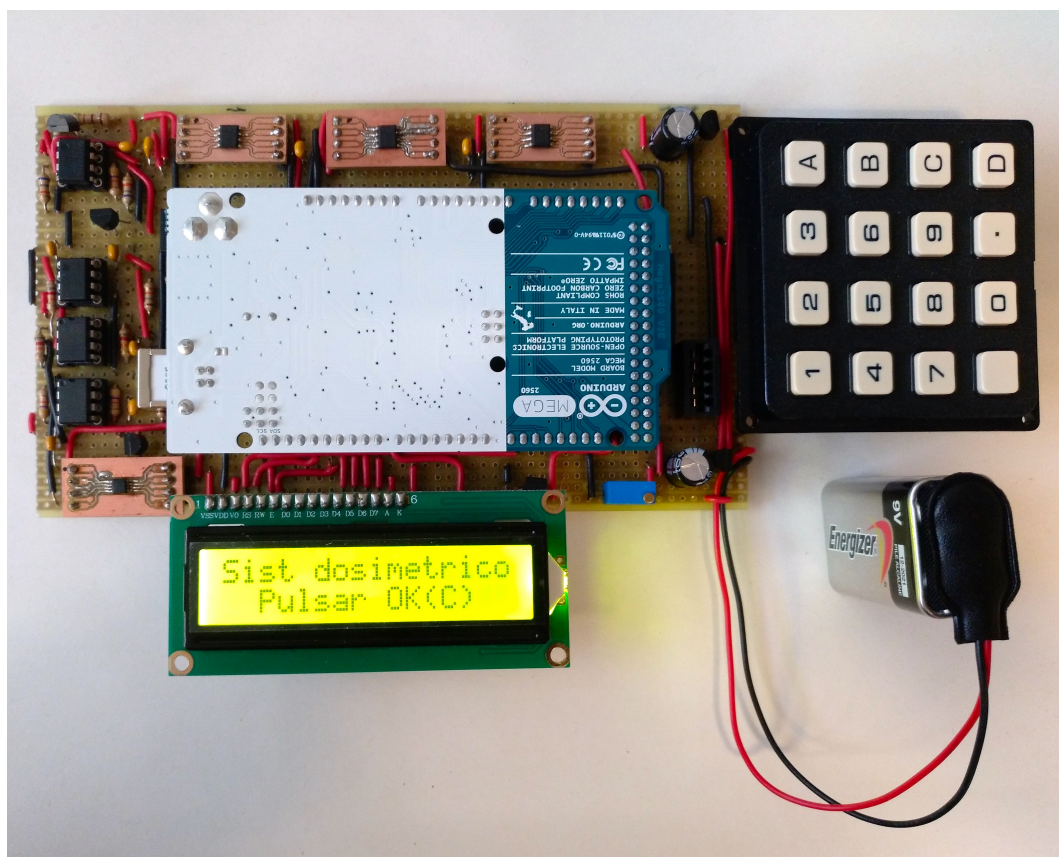


Figura 46. Sistema dosimétrico basado en Arduino.

Se estudia el consumo del sistema mediante la alimentación con una fuente de 9V y una corriente que nos ofrece la pila de 150mA. Para obtener el consumo analógico se mide la placa sin el microcontrolador, lo que da una corriente de 51.4mA. Para medir el consumo digital se mide el consumo global de la placa, 113mA, y se resta al valor del consumo analógico, obteniendo así el valor deseado. Para la obtención del consumo se usa la fórmula $P = V \cdot I$. El consumo global es de 1.117W.

Consumo Sistema dosimétrico	
Digital	0.654 W
Analógico	0.463 W

Tabla 1. Consumo del Sistema dosimétrico.

La eficiencia obtenida es de 70,8% y se ha calculado mediante la formula:

$$e = \frac{\text{Potencia analógica}}{\text{Potencia digital}} \quad (4.1)$$

La pila de 9V nos da una corriente de 150mA, y se tiene un consumo del sistema dosimétrico de 1.117 W, por lo tanto a partir de 1.37 horas la pila de 9V irá reduciendo su tensión. Siendo un método de alimentación no recargable es un gasto importante a largo plazo y una incomodidad para el usuario. Esto entraría dentro de un posible trabajo futuro.

En cuanto a los resultados de funcionamiento, lo que haremos será emular la radiación de un sensor mediante la utilización de un potenciómetro (figura 45).

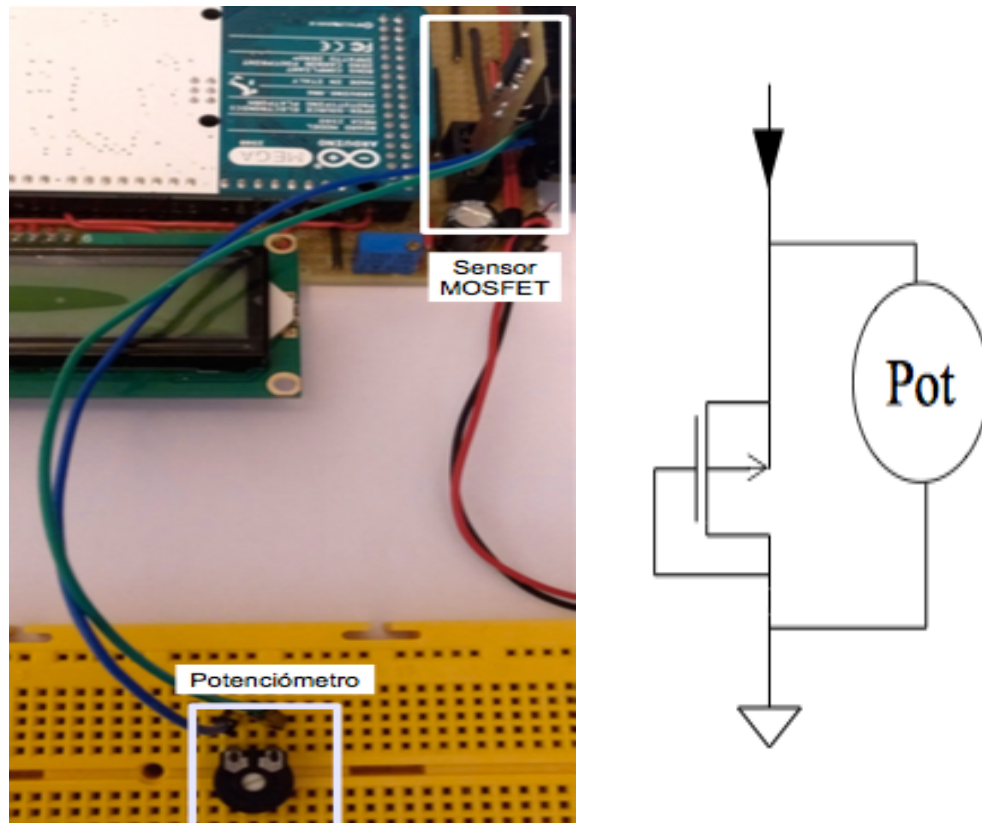


Figura 47. Medida del sensor mediante un potenciómetro.

Este potenciómetro se incrementa en pasos de 5 emulando la dosis recibida en el MOSFET.

Para realizar las pruebas del sensor no irradiado utilizamos un potenciómetro aplicado sobre el sensor MOSFET que permite realizar una emulación de radiación. Se miden los valores $V_{s_{pre}}$ y $V_{s_{post}}$, y se calcula el incremento del parámetro dosimétrico $\Delta|V_t|$, diferencia de ambos valores. Este procedimiento se ha realizado con todos los modos de funcionamiento, 140μA o 70μA y ambas alternas. La pendiente de cada recta nos proporciona la sensibilidad del MOSFET emulando si radiación.



Figura 48. Gráfica de incrementos acumulados de la tensión umbral medida con una intensidad de 70µA en modo continuo.

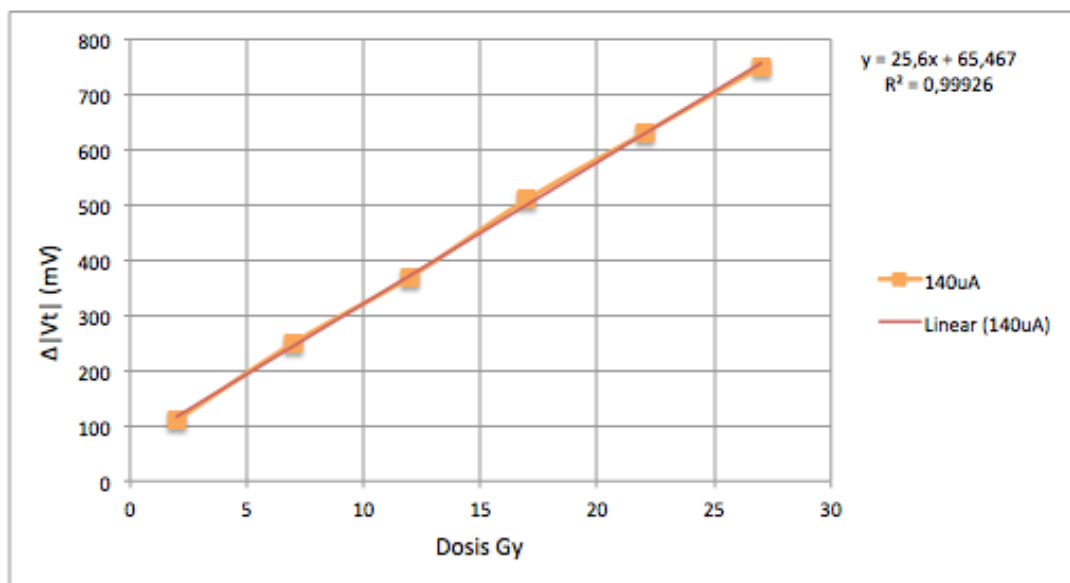


Figura 49. Gráfica de incrementos acumulados de la tensión umbral medida con una intensidad de 140µA en modo continuo.

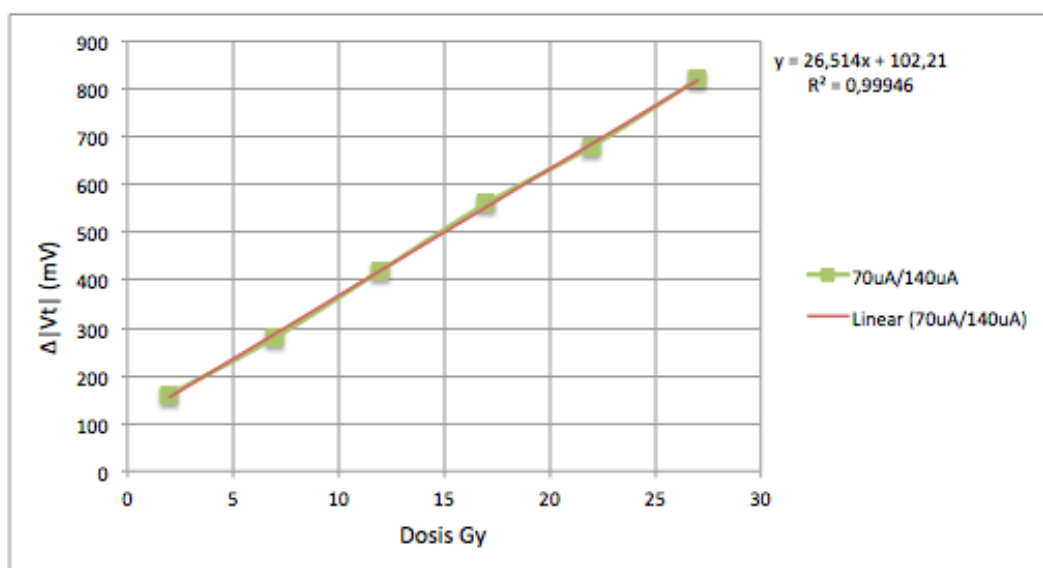


Figura 50. Gráfica de incrementos acumulados de la tensión umbral medida con una intensidad de 70 μ A y 140 μ A en modo continuo.

En esta ultima gráfica (figura 50) se ha utilizado el algoritmo de las dos corrientes explicado anteriormente.

En las tres gráficas anteriores se observa que cuanto mayor sea la corriente a la que se realiza la medida del sensor más rápido crece el incremento de la tensión umbral.

En todas las gráficas podemos observar linealidad. Esta linealidad es muy útil puesto que permite usar un único punto de calibración para la calibración del sensor. El error de linealidad midiendo con una corriente se reduce cuando se realiza la medición usando dos corrientes.

Error de linealidad con 1 corriente	Error de linealidad con 2 corrientes
3,90%	2,20%
4,00%	3,80%
3,60%	2,10%

Tabla 2. Error de linealidad.

Además, como testeo adicional, se obtuvieron sensores ya radiados con un dosis de 20Gy, de tal forma que pudimos calcular el valor de Vs para estos casos. Se escogieron 3 sensores radiados y 3 no irradiados.

Sensores sin irradiar (Vs)	Sensores irradiados (Vs)
1.53 V	2.86 V
1.52 V	2.27 V
1.52 V	2.24V

Tabla 3. Valores de Vs en los sensores radiados y no irradiados

5 Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

En este trabajo se ha realizado un sistema dosimétrico simplificado basado en Arduino que controla la polarización y la lectura de sensores MOSFET tipo pMOS low cost que podrían ser usados para medir la radiación en tratamientos de radioterapia. Se ha desarrollado un bloque analógico que polariza y acondiciona el sensor, además de un bloque microprocesador que lo controla el sistema basado en Arduino. Se incluye una aplicación que permite la conexión del ordenador al microcontrolador Arduino mediante un programa JAVA. Este programa permite la descarga de los datos recogidos en el microcontrolador.

La parte analógica se ha realizado previamente en una protoboard comprobando que la implementación es correcta. Posteriormente se ha implementado el mismo diseño en baquelita y en PCB, usando el programa Altium.

Posteriormente se ha comprobado la viabilidad del sistema, ya que se ha emulado la medida de sensores MOSFET irradiados. Además se midieron sensores irradiados con 20 Gy obteniendo resultados similares a los obtenidos con la herramienta compleja previamente desarrollada en [2].

Una de las ventajas del método de alimentación utilizado, una pila, es el precio reducido de la misma y el adaptador, pero cuenta con la desventaja de no ser recargable y tener baja carga, lo que hace que a largo plazo no resulte económico. El consumo no es muy alto pero para una pila de 9V no se podrá tener un funcionamiento óptimo durante mucho tiempo.

Construyendo un instrumento portátil para la medida de dosis irradiada sobre el paciente podemos mejorar la comodidad del paciente y del médico. Se ha podido realizar el sistema con un tamaño bastante reducido lo que permite un mejor manejo para el usuario.

5.2 Trabajo futuro

Observando los resultados y las limitaciones de este trabajo de Fin de Grado surgen nuevas líneas de investigación y mejoras. Las posibles mejoras propuestas para realizarse sobre este trabajo son las siguientes:

- Este prototipo podría ser mejorado añadiendo el uso, además de la medición con corriente continua, con corriente pulsada, lo cual nos permitiría mejorar la relación señal-ruido y se conseguiría una mayor linealidad [6].
- Se podrían añadir hasta 3 corrientes para la realización de las medidas del sensor. Esto mejoraría la linealidad del incremento de la tensión de fuente [14].

- Mejora del programa Java permitiendo la configuración de los parámetros de medida desde el PC.
- Mejora del método de alimentación. Como se mencionó anteriormente el método de alimentación mediante pila no es económico ni práctico, puesto que se cambia la pila con regularidad. Por lo tanto una mejora consistiría en optar por una solución recargable para la alimentación, como por ejemplo una batería de litio, lo que a larga sería más económico.
- Miniaturización del diseño. Se puede realizar la implementación con un tamaño más reducido, lo que como se ha mencionado, mejoraría la comodidad del tratamiento tanto para paciente como para médico.
- Desarrollo de una aplicación en Android para el manejo del sistema dosimétrico desde el móvil o tablet.

Referencias

- [1] M. De las Heras González, S. Córdoba Largo, F. Puebla Díaz, “Radioterapia” , Arán, 2008, pp. 40-46.
- [2] Víctor M. Muñoz Garzón, Gil Panadés Nigorra, “100 años de radioterapia”, Revista de ciencias de la salud de la Real Academia de Medicina de las Islas Baleares, 1995, 10(3), pp. 130-138.
- [3] María Sofía Martínez García, “Analysis and characterization of pMOSFET as dosimetric sensor”, Tesis doctoral, Universidad de Granada, 2014.
- [4] M.S. Martínez-García, F. Simancas, D. Guirado, A.J. Palma, A.M. Lallena, J. Banqueri, “General purpose MOSFETs for the dosimetry of electron beams used in intra-operative radiotherapy”, en Sensors and Actuators A: Physical, 210, 2014, pp. 175-181.
- [5] Miguel Ángel Carvajal Rodríguez, “Diseño de un sistema dosimétrico portátil”, Tesis doctoral, Universidad de Granada, 2008
- [6] M.A. Carvajal, F. Simancas, D. Guirado, A.M. Lallena, J. Banqueri, A.J. Palma, “Readout techniques for linearity and resolution improvements in MOSFET dosimeters”, en Sensors and Actuators A: Physical, 157, 2010, pp. 178-184.
- [7] R. Freeman, A. Holmes-Siedle, “A Simple Model for Predicting Radiation Effects in MOS Devices”, IEEE Trans, 1978, Nucl, Sci, 25, pp. 1216-1225
- [8] M.G. Buehler, B.R. Blaes, G.A. Soli, G.R. Tardio, “On-Chip p-MOSFET Dosimetry”, IEEE Trans, 1993, Nucl. Sci., 40, pp. 1442-1449.
- [9] G. Sarraeyrouse, S. Siskos, “Radiation dose measurement using MOSFETs” IEEE Instrum, 1998, Meas. Mag., pp. 26-34.
- [10] CD4007. Texas Instrument (Datasheet), <https://www.ti.com>
- [11] M.A. Carvajal, F. Simancas, D. Guirado, M. Vilches, A.M. Lallena, A.J. Palma, “A compact and low cost dosimetry system based on MOSFET for in vivo radiotherapy”, en Sensors and Actuators A: Physical, 182, 2012, pp. 146-152.
- [12] Eugenio López Aldea. “Arduino. Guía práctica de fundamentos y simulación”, Ra-Ma.
- [13] Arduino, <https://www.arduino.cc>.
- [14] M.A Carvajal, A Martínez-Olmos, D.P Morales, J.A Lopez-Villanueva, A.M Lallena, A.J Palma, “Thermal drift reduction with multiple bias current for MOSFET dosimeters”, en Physics in Medicine & Biology, Vol. 56, Num. 12, 2011.
- [15] Antony García, PanamaHitek_Arduino API for Java Serial Communication, Universidad Technological de Panamá, Febrero 2017, https://www.researchgate.net/publication/313836588_PanamaHitek_Arduino_API_for_Java_Serial_Communication.
- [16] TLC277. Texas Instrument (Datasheet), <https://www.ti.com>
- [17] INA129. Texas Instrument (Datasheet), <https://www.ti.com>
- [18] LT1004. Linear Technology (Datasheet), <http://www.linear.com>
- [19] LM2931. Texas Instrument (Datasheet), <https://www.ti.com>
- [20] DAC8571. Texas Instrument (Datasheet), <https://www.ti.com>
- [21] DGA419LDY. Vishay (Datasheet), <http://www.vishay.com>

Glosario

ADC	Analog to Digital Converter
API	Application Programming Interface
DAC	Digital to Analog Converter
EEPROM	Electrically Erasable Programmable
ID	Identification Number
LCD	Liquid Crystal Display
MOSFET	Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor
PC	Personal Computer
PWM	Pulse Width Modulation UART Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
SMT	Surface Mount Technology
SRAM	Static Random Access Memory
USB	Universal Serial Bus

Anexos

A Manual del usuario

El prototipo se controla mediante un menú principal en el microcontrolador. Las diferentes opciones se desplazan verticalmente por el LCD pulsando las teclas “A” y “B” del teclado matricial. La opción de menú que queramos se selecciona numéricamente con el teclado matricial. Para continuar en las opciones dentro del menú se usa la tecla “C”.

Las opciones del menú que maneja el usuario son:

- Configuración medida. Seleccionamos la corriente o corrientes para la medida de las dosis mediante el teclado matricial.
- Puesta a Cero. Se debe seleccionar siempre antes de la irradiación. Identificamos el sensor por el teclado y leemos las variables de configuración de la medida. En pantalla se mostrara el valor de la corriente seleccionada y su medida real de tal forma que se puede comprobar que obtenemos esa corriente. Se mide el parámetro dosimétrico pre irradiación y se almacena su valor en la memoria del microcontrolador. Muestra por pantalla la tensión de fuente pre irradiación, el modo de polarización en el que estamos y el número de sensor.
- Lectura de Dosis. Tras la irradiación y después de 2 minutos, el usuario debe seleccionar esta opción. Identificamos el sensor y leemos las variables guardadas para ese sensor. Calcula el parámetro dosimétrico post irradiación y junto con las variables guardadas, calcula el incremento del parámetro dosimétrico y la dosis absorbida. Muestra por pantalla la tensión de fuente post irradiación, el numero de sensor, el modo de polarización en el que estamos y en otra pantalla la dosis absorbida y la temperatura.
- Lee parámetros. En esta opción se leen todos los parámetros guardados en memoria de un sensor determinado, que será pedido por pantalla. Mostrara la dosis, la sensibilidad, el modo de polarización en el que estamos y la temperatura a la que se han realizado las medidas.
- Conectar a PC. Se conecta al ordenador mediante el puerto Serie y usando Java, muestra los datos de todos los sensores utilizados.

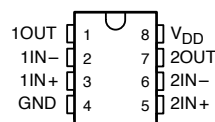
B Anexos

TLC272, TLC272A, TLC272B, TLC272Y, TLC277 LinCMOS™ PRECISION DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

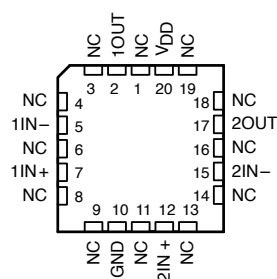
SLOS091E – OCTOBER 1987 – REVISED FEBRUARY 2002

- **Trimmed Offset Voltage:**
TLC277 . . . 500 μ V Max at 25°C,
 $V_{DD} = 5$ V
- **Input Offset Voltage Drift . . . Typically**
0.1 μ V/Month, Including the First 30 Days
- **Wide Range of Supply Voltages Over Specified Temperature Range:**
0°C to 70°C . . . 3 V to 16 V
–40°C to 85°C . . . 4 V to 16 V
–55°C to 125°C . . . 4 V to 16 V
- **Single-Supply Operation**
- **Common-Mode Input Voltage Range Extends Below the Negative Rail (C-Suffix, I-Suffix types)**
- **Low Noise . . . Typically 25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at $f = 1$ kHz**
- **Output Voltage Range Includes Negative Rail**
- **High Input impedance . . . $10^{12} \Omega$ Typ**
- **ESD-Protection Circuitry**
- **Small-Outline Package Option Also Available in Tape and Reel**
- **Designed-In Latch-Up Immunity**

D, JG, P, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

description

The TLC272 and TLC277 precision dual operational amplifiers combine a wide range of input offset voltage grades with low offset voltage drift, high input impedance, low noise, and speeds approaching those of general-purpose BiFET devices.

These devices use Texas Instruments silicon-gate LinCMOS™ technology, which provides offset voltage stability far exceeding the stability available with conventional metal-gate processes.

The extremely high input impedance, low bias currents, and high slew rates make these cost-effective devices ideal for applications previously reserved for BiFET and NFET products. Four offset voltage grades are available (C-suffix and I-suffix types), ranging from the low-cost TLC272 (10 mV) to the high-precision TLC277 (500 μ V). These advantages, in combination with good common-mode rejection and supply voltage rejection, make these devices a good choice for new state-of-the-art designs as well as for upgrading existing designs.

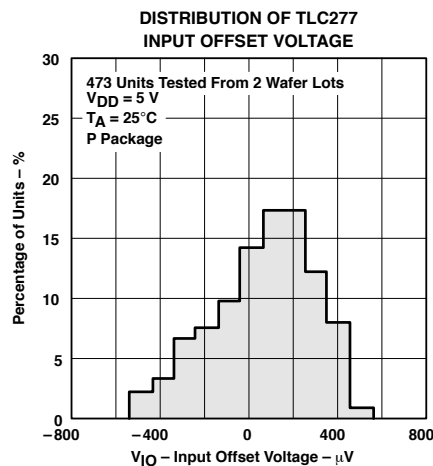
LinCMOS is a trademark of Texas Instruments.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated



CMOS Dual Complementary Pair Plus Inverter

High-Voltage Types (20-Volt Rating)

■ CD4007UB types are comprised of three n-channel and three p-channel enhancement-type MOS transistors. The transistor elements are accessible through the package terminals to provide a convenient means for constructing the various typical circuits as shown in Fig. 2.

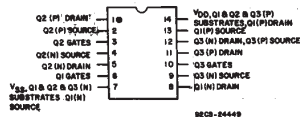
More complex functions are possible using multiple packages. Numbers shown in parentheses indicate terminals that are connected together to form the various configurations listed.

The CD4007UB types are supplied in 14-lead hermetic dual-in-line ceramic packages (F3A suffix), 14-lead dual-in-line plastic packages (E suffix), 14-lead small-outline packages (M, MT, M96, and NSR suffixes), and 14-lead thin shrink small-outline packages (PW and PWR suffixes).

Applications:

- Extremely high-input impedance amplifiers
- Shapers
- Inverters
- Threshold detector
- Linear amplifiers
- Crystal oscillators

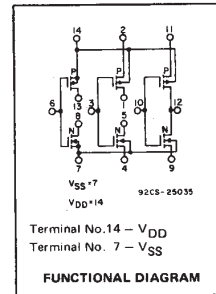
**TERMINAL DIAGRAM
Top View**



CD4007UB Types

Features:

- Standardized symmetrical output characteristics
- Medium Speed Operation – t_{PHL} , t_{PLH} = 30 ns (typ.) at 10 V
- 100% tested for quiescent current at 20 V
- Meets all requirements of JEDEC Tentative Standard No. 13B, "Standard Specifications for Description of 'B' Series CMOS Devices"
- Maximum input current of 1 μ A at 18 V over full package-temperature range; 100 nA at 18 V and 25°C



RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	LIMITS		UNITS
	MIN.	MAX.	
Supply-Voltage Range (For T_A = Full Package Temperature Range)	3	18	V

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTER- ISTIC	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)								UNITS
											+25	
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{DD} (V)	–55	–40	+85	+125	Min.	Typ.	Max.		
Quiescent Device Current, I _{DD} Max.	–	0.5	5	0.25	0.25	7.5	7.5	–	0.01	0.25	μA	
	–	0.10	10	0.5	0.5	15	15	–	0.01	0.5		
	–	0.15	15	1	1	30	30	–	0.01	1		
	–	0.20	20	5	5	150	150	–	0.02	5		
Output Low (Sink) Current I _{OL} Min.	0.4	0.5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	–	mA	
	0.5	0.10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	–		
	1.5	0.15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	–		
Output High (Source) Current, I _{OH} Min.	4.6	0.5	5	–0.64	–0.61	–0.42	–0.36	–0.51	–1	–	mA	
	2.5	0.5	5	–2	–1.8	–1.3	–1.15	–1.6	–3.2	–		
	9.5	0.10	10	–1.6	–1.5	–1.1	–0.9	–1.3	–2.6	–		
	13.5	0.15	15	–4.2	–4	–2.8	–2.4	–3.4	–6.8	–		
Output Voltage: Low-Level, V _{OL} Max.	–	0.5	5	0.05				–	0	0.05	V	
	–	0.10	10	0.05				–	0	0.05		
	–	0.15	15	0.05				–	0	0.05		
Output Voltage: High-Level, V _{OH} Min.	–	0.5	5	4.95				4.95	5	–	V	
	–	0.10	10	9.95				9.95	10	–		
	–	0.15	15	14.95				14.95	15	–		
Input Low Voltage, V _{IL} Max.	4.5	–	5	1				–	–	1	V	
	9	–	10	2				–	–	2		
	13.5	–	15	2.5				–	–	2.5		
Input High Voltage, V _{IH} Min.	0.5	–	5	4				4	–	–	V	
	1	–	10	8				8	–	–		
	1.5	–	15	12.5				12.5	–	–		
Input Current I _{IH} Max.		0.18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	–	±10 ^{–5}	±0.1	μA	

INA12x Precision, Low Power Instrumentation Amplifiers

1 Features

- Low Offset Voltage: 50 μ V Maximum
- Low Drift: 0.5 μ V/ $^{\circ}$ C Maximum
- Low Input Bias Current: 5 nA Maximum
- High CMR: 120 dB minimum
- Inputs Protected to ± 40 V
- Wide Supply Range: ± 2.25 V to ± 18 V
- Low Quiescent Current: 700 μ A
- 8-PIN Plastic Dip, SO-8

2 Applications

- Bridge Amplifier
- Thermocouple Amplifier
- RTD Sensor Amplifier
- Medical Instrumentation
- Data Acquisition

3 Description

The INA128 and INA129 are low-power, general purpose instrumentation amplifiers offering excellent accuracy. The versatile 3-op amp design and small size make these amplifiers ideal for a wide range of applications. Current-feedback input circuitry provides wide bandwidth even at high gain (200 kHz at $G = 100$).

A single external resistor sets any gain from 1 to 10,000. The INA128 provides an industry-standard gain equation; the INA129 gain equation is compatible with the AD620.

The INA12x is laser-trimmed for very low offset voltage (50 μ V), drift (0.5 μ V/ $^{\circ}$ C) and high common-mode rejection (120 dB at $G \geq 100$). The INA12x operates with power supplies as low as ± 2.25 V, and quiescent current is only 700 μ A, ideal for battery-operated systems. Internal input protection can withstand up to ± 40 V without damage.

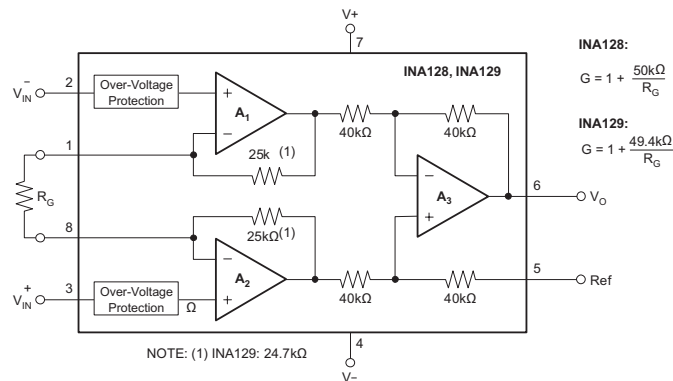
The INA12x is available in 8-pin plastic DIP and SO-8 surface-mount packages, specified for the -40° C to 85° C temperature range. The INA128 is also available in a dual configuration, the INA2128.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
INA128	SOIC (8)	3.91 mm \times 4.9 mm
INA129	PDIP (8)	6.35 mm \times 9.81 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

FEATURES

- **Guaranteed** $\pm 4\text{mV}$ Initial Accuracy LT1004-1.2
- **Guaranteed** $\pm 20\text{mV}$ Accuracy LT1004-2.5
- **Guaranteed** $10\mu\text{A}$ Operating Current
- **Guaranteed** Temperature Performance
- Operates up to 20mA
- Very Low Dynamic Impedance

APPLICATIONS

- Portable Meter References
- Portable Test Instruments
- Battery-Operated Systems
- Current Loop Instrumentation

DESCRIPTION

The LT[®]1004 micropower voltage reference is a 2-terminal bandgap reference diode designed to provide high accuracy and excellent temperature characteristics at very low operating currents. Optimization of the key parameters in the design, processing and testing of the device results in accuracy specifications previously attainable only with selected units. Below is a distribution plot of reference voltage for a typical lot of LT1004-1.2. Virtually all of the units fall well within the prescribed limits of $\pm 4\text{mV}$.

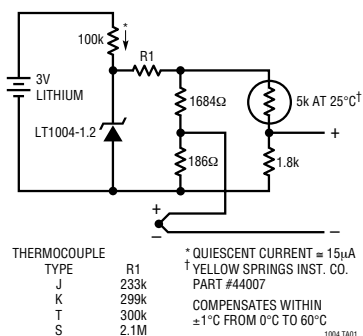
The LT1004 is a pin-for-pin replacement for the LM185/LM385 series of references with improved accuracy specifications. More important, the LT1004 is an attractive device for use in systems where accuracy was previously obtained at the expense of power consumption and trimming.

For a low drift micropower reference with guaranteed temperature coefficient, see the LT1034 data sheet.

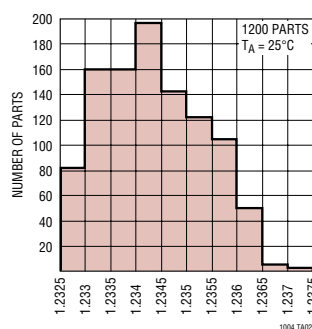
LT, LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

TYPICAL APPLICATION

Micropower Cold Junction Compensation for Thermocouples



Typical Distribution of
Reference Voltage (LT1004-1.2)





DS18B20

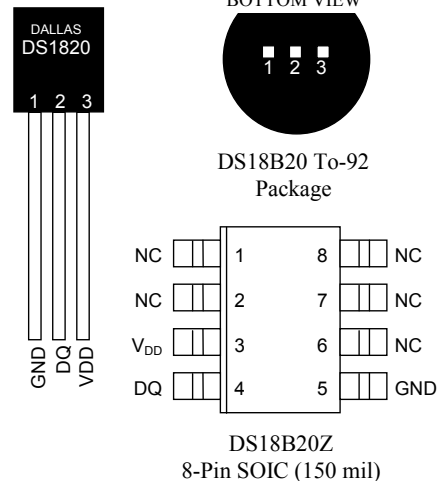
Programmable Resolution 1-Wire® Digital Thermometer

www.dalsemi.com

FEATURES

- Unique 1-Wire interface requires only one port pin for communication
- Multidrop capability simplifies distributed temperature sensing applications
- Requires no external components
- Can be powered from data line. Power supply range is 3.0V to 5.5V
- Zero standby power required
- Measures temperatures from -55°C to +125°C. Fahrenheit equivalent is -67°F to +257°F
- $\pm 0.5^\circ\text{C}$ accuracy from -10°C to +85°C
- Thermometer resolution is programmable from 9 to 12 bits
- Converts 12-bit temperature to digital word in 750 ms (max.)
- User-definable, nonvolatile temperature alarm settings
- Alarm search command identifies and addresses devices whose temperature is outside of programmed limits (temperature alarm condition)
- Applications include thermostatic controls, industrial systems, consumer products, thermometers, or any thermally sensitive system

PIN ASSIGNMENT



PIN DESCRIPTION

GND - Ground
DQ - Data In/Out
V_{DD} - Power Supply Voltage
NC - No Connect

DESCRIPTION

The DS18B20 Digital Thermometer provides 9 to 12-bit (configurable) temperature readings which indicate the temperature of the device.

Information is sent to/from the DS18B20 over a 1-Wire interface, so that only one wire (and ground) needs to be connected from a central microprocessor to a DS18B20. Power for reading, writing, and performing temperature conversions can be derived from the data line itself with no need for an external power source.

Because each DS18B20 contains a unique silicon serial number, multiple DS18B20s can exist on the same 1-Wire bus. This allows for placing temperature sensors in many different places. Applications where this feature is useful include HVAC environmental controls, sensing temperatures inside buildings, equipment or machinery, and process monitoring and control.

LM2931-N Series Low Dropout Regulators

Check for Samples: [LM2931-N](#)

FEATURES

- Very Low Quiescent Current
- Output Current in Excess of 100 mA
- Input-output Differential Less than 0.6V
- Reverse Battery Protection
- 60V Load Dump Protection
- –50V Reverse Transient Protection
- Short Circuit Protection
- Internal Thermal Overload Protection
- Mirror-image Insertion Protection
- Available in TO-220, TO-92, TO-263, or SOIC-8 Packages
- Available as Adjustable with TTL Compatible Switch

DESCRIPTION

The LM2931-N positive voltage regulator features a very low quiescent current of 1mA or less when supplying 10mA loads. This unique characteristic and the extremely low input-output differential required for proper regulation (0.2V for output currents of 10mA) make the LM2931-N the ideal regulator for standby power systems. Applications include memory standby circuits, CMOS and other low power processor power supplies as well as systems demanding as much as 100mA of output current.

Designed originally for automotive applications, the LM2931-N and all regulated circuitry are protected from reverse battery installations or 2 battery jumps. During line transients, such as a load dump (60V) when the input voltage to the regulator can momentarily exceed the specified maximum operating voltage, the regulator will automatically shut down to protect both internal circuits and the load. The LM2931-N cannot be harmed by temporary mirror-image insertion. Familiar regulator features such as short circuit and thermal overload protection are also provided.

The LM2931-N family includes a fixed 5V output ($\pm 3.8\%$ tolerance for A grade) or an adjustable output with ON/OFF pin. Both versions are available in a TO-220 power package, DDPK/TO-263 surface mount package, and an 8-lead SOIC package. The fixed output version is also available in the TO-92 plastic package.

Connection Diagrams

FIXED VOLTAGE OUTPUT

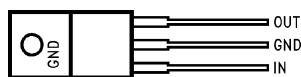


Figure 1. TO-220 3-Lead Power Package
Front View

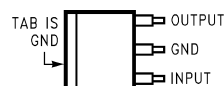


Figure 2. DDPK/TO-263 Surface-Mount Package
Top View



Figure 3. Side View



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet. All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2000–2013, Texas Instruments Incorporated

16-BIT, LOW POWER, VOLTAGE OUTPUT, I²C INTERFACE DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER

FEATURES

- Micropower Operation: 160 μ A @ 5 V
- Power-On Reset to Zero
- Single Supply: +2.7 V to +5.5 V
- 16-Bit Monotonic
- Settling Time: 10 μ s to $\pm 0.003\%$ FSR
- I²C™ Interface With High-Speed Mode
- Supports Data Receive and Transmit
- On-Chip Rail-to-Rail Output Buffer
- Double-Buffered Input Register
- Supports Synchronous Multichannel Update
- Offset Error: ± 1 mV max at 25°C
- Full-Scale Error: ± 3 mV max at 25°C
- Small 8 Lead MSOP Package

APPLICATIONS

- Process Control
- Data Acquisition Systems
- Closed-Loop Servo Control
- PC Peripherals
- Portable Instrumentation

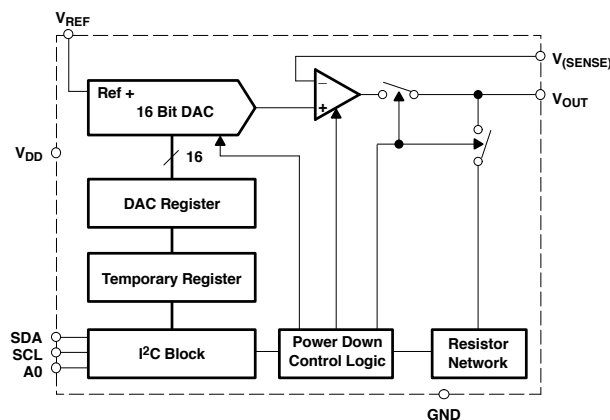
DESCRIPTION

The DAC8571 is a small low-power, 16-bit voltage output DAC with an I²C compatible two-wire serial interface. Its on-chip precision output amplifier allows rail-to-rail output swing and settles within 10 microseconds. The DAC8571 architecture is 16-bit monotonic, and factory trimming typically achieves ± 4 mV absolute accuracy at all codes. The DAC8571 requires an external reference voltage to set its output voltage range.

The low power consumption and small size of this part make it ideally suited to portable battery operated equipment. The power consumption is typically 800 μ W at $V_{DD} = 5$ V reducing to 1 μ W in power-down mode.

The DAC8571 incorporates a 2-wire I²C interface. Standard, fast, and high-speed modes of I²C operation are all supported up to 3.4 MHz serial clock speeds. Multichannel synchronous data update and power-down operations are supported through the I²C bus. DAC8571 is also capable of transmitting the contents of its serial shift register, a key feature for I²C system verification.

The DAC8571 is available in an 8-lead MSOP package and is specified over -40°C to 105°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

I²C is a trademark of Philips Corporation.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2002–2003, Texas Instruments Incorporated



Precision CMOS Analog Switches

DESCRIPTION

The DG417, DG418, DG419 monolithic CMOS analog switches were designed to provide high performance switching of analog signals. Combining low power, low leakages, high speed, low on-resistance and small physical size, the DG417 series is ideally suited for portable and battery powered industrial and military applications requiring high performance and efficient use of board space.

To achieve high-voltage ratings and superior switching performance, the DG417 series is built on Vishay Siliconix's high voltage silicon gate (HVSG) process. Break-before-make is guaranteed for the DG419, which is an SPDT configuration. An epitaxial layer prevents latchup.

Each switch conducts equally well in both directions when on, and blocks up to the power supply level when off.

The DG417 and DG418 respond to opposite control logic levels as shown in the Truth Table.

FEATURES

- ± 15 V analog signal range
- On-resistance - $R_{DS(on)}$: 20 Ω
- Fast switching action - t_{ON} : 100 ns
- Ultra low power requirements - P_D : 35 nW
- TTL and CMOS compatible
- MiniDIP and SOIC packaging
- 44 V supply max. rating
- 44 V supply max. rating
- Compliant to RoHS directive 2002/95/EC

RoHS*
COMPLIANT

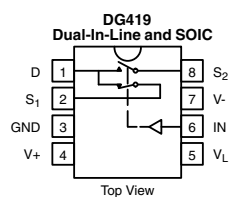
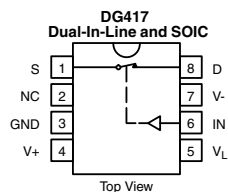
BENEFITS

- Wide dynamic range
- Low signal errors and distortion
- Break-before-make switching action
- Simple interfacing
- Reduced board space
- Improved reliability

APPLICATIONS

- Precision test equipment
- Precision instrumentation
- Battery powered systems
- Sample-and-hold circuits
- Military radios
- Guidance and control systems
- Hard disk drives

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM AND PIN CONFIGURATION



TRUTH TABLE

Logic	DG417	DG418
0	ON	OFF
1	OFF	ON

Logic "0" ≤ 0.8 V
Logic "1" ≥ 2.4 V

TRUTH TABLE DG419

Logic	SW ₁	SW ₂
0	ON	OFF
1	OFF	ON

Logic "0" ≤ 0.8 V
Logic "1" ≥ 2.4 V

* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply